

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-069119

(43)Date of publication of application : 16.03.2001

H04J 11/00  
H04L 7/08

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO  
LTD

(72)Inventor : SHIRAKATA YUKIMUNE  
KIMURA TOMOHIRO  
TANAKA KOICHIRO  
NAKAHARA HIDEKI  
HARADA YASUO  
HOSOKAWA SHUYA

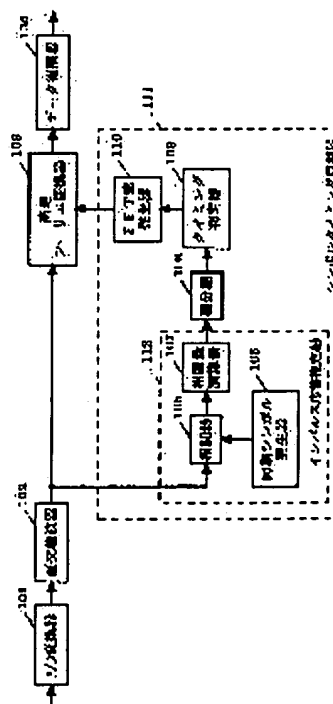
Priority number : 11174984      Priority date : 22.06.1999      Priority country : JP

## (54) DEVICE AND METHOD FOR OFDM DEMODULATION

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a device and a method for orthogonal frequency division multiplex (OFDM) demodulation with which symbols are synchronized to minimize the influence of interference between symbols even in the environment to generate a multipath.

**SOLUTION:** An input signal is an OFDM signal composed of a transmission symbol composed of an effective symbol period and a guard period while containing a prescribed synchronizing symbol for each transmission frame. A correlator 105 finds the correlation of a signal generated by a synchronizing symbol generator 105 and the OFDM signal. A correlation quantity computing element 107 operates a correlation



quantity from the found correlation. An integrator 108 integrates the operated correlation quantity with the guard period. A timing discriminator 109 discriminates symbol timing from the integrated correlation quantity. A fast Fourier transform(FFT) window generator 110 outputs operating timing of Fourier transform from discriminated symbol timing. Based on the output signal of the FFT window generator 110, the OFDM demodulator extracts the signal of the effective symbol period from the transmission symbol and demodulates it.

---

## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2001-69119  
(P2001-69119A)

(43)公開日 平成13年 3月16日 (2001. 3. 16)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-リ-ト*(参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 L 7/08		H 0 4 L 7/08	A 5 K 0 4 7

審査請求 未請求 請求項の数36 O L (全 23 頁)

(21)出願番号 特願2000-178887(P2000-178887)  
(22)出願日 平成12年 6月14日 (2000. 6. 14)  
(31)優先権主張番号 特願平11-174984  
(32)優先日 平成11年 6月22日 (1999. 6. 22)  
(33)優先権主張国 日本 (J P)

(71)出願人 000005821  
松下電器産業株式会社  
大阪府門真市大字門真1006番地  
(72)発明者 白方 亨宗  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内  
(72)発明者 木村 知弘  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内  
(74)代理人 100098291  
弁理士 小笠原 史朗

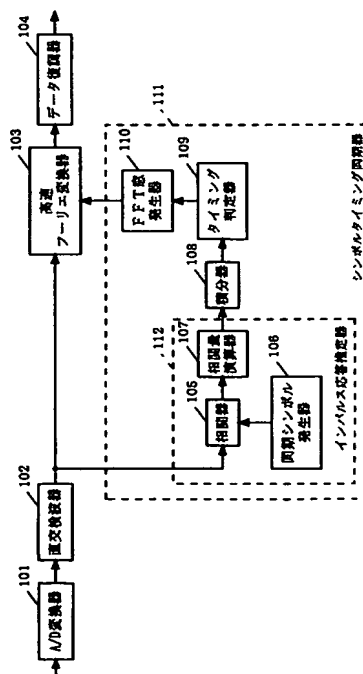
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 O F D M復調装置およびO F D M復調方法

(57)【要約】

【課題】 マルチパスが発生する環境下においても、シンボル間干渉の影響が最小になるようにシンボル同期を行うO F D M復調装置および方法を提供する。

【解決手段】 入力信号は、伝送フレーム毎に所定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間とで構成される伝送シンボルからなるO F D M信号である。相関器105は、同期シンボル発生器105が発生させる信号とO F D M信号との相関を求める。相関量演算器107は、求められた相関から相関量を演算する。積分器108は、演算された相関量をガード期間で積分する。タイミング判定器109は、積分された相関量からシンボルタイミングを判定する。F F T窓発生器110は、判定されたシンボルタイミングからフーリエ変換の動作タイミングを出力する。O F D M復調装置は、F F T窓発生器110の出力信号に基づいて、伝送シンボルから有効シンボル期間の信号を取り出して復調を行う。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間とで構成されるデータシンボルからなるOFDM信号を、復調するOFDM復調装置であって、  
前記OFDM信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定部と、  
前記インパルス応答推定部における推定によって求められた信号を、積分する積分部と、  
前記積分部で積分された値に基づいて、前記OFDM信号のシンボルタイミングを検出する判定部と、  
前記シンボルタイミングに基づいて、前記有効シンボル期間を与える窓タイミングを発生する窓タイミング発生部と、  
前記窓タイミングに従って、前記OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部とを備える、OFDM復調装置。

【請求項2】 前記同期シンボル内で、同一波形の信号が2回以上周期的に伝送されている場合、  
前記OFDM信号を、所定サンプル数だけ遅延させる遅延部と、  
前記遅延部で遅延された信号と前記OFDM信号とを乗算する乗算部と、  
前記乗算部で乗算された信号を平均化する平均化部と、  
前記平均化部で平均化された信号に基づいて、周波数誤差を演算する周波数誤差演算部と、  
前記シンボルタイミングに従って、前記周波数誤差を保持するホールド部と、  
前記ホールド部から出力される前記周波数誤差に基づいて、前記OFDM信号の周波数ずれを補正する周波数補正部とをさらに備え、  
前記フーリエ変換部は、前記窓タイミングに従って、前記周波数補正部によって周波数ずれが補正された前記OFDM信号を、フーリエ変換することを特徴とする、請求項1に記載のOFDM復調装置。

【請求項3】 前記同期シンボル内で、同一波形の信号が2回以上周期的に伝送されている場合、  
前記OFDM信号（以下、第1 OFDM信号と記す）を、第1の所定サンプル数だけ遅延させる第1遅延部と、  
前記第1遅延部で遅延された信号と前記第1 OFDM信号とを乗算する第1乗算部と、  
前記第1乗算部で乗算された信号を平均化する第1平均化部と、  
前記第1平均化部で平均化された信号に基づいて、第1周波数誤差を演算する第1周波数誤差演算部と、  
前記第1乗算部で乗算された信号を平滑化するフィルタ部と、  
前記フィルタ部で平滑化された信号の絶対値を演算する絶対値演算部と、

前記絶対値に基づいて、前記第1 OFDM信号と前記第1遅延部で遅延された信号との相関を判定し、前記第1 OFDM信号のシンボルタイミングを検出する第1判定部と、  
前記第1判定部で検出された前記シンボルタイミングに従って、前記第1周波数誤差を保持する第1ホールド部と、  
前記第1ホールド部から出力される前記第1周波数誤差に基づいて、前記第1 OFDM信号の周波数ずれを補正する第1周波数補正部と、  
前記第1周波数補正部で周波数ずれが補正された前記第1 OFDM信号（以下、第2 OFDM信号と記す）を、第2の所定サンプル数だけ遅延させる第2遅延部と、  
前記第2遅延部で遅延された信号と前記第2 OFDM信号とを乗算する第2乗算部と、  
前記第2乗算部で乗算された信号を平均化する第2平均化部と、  
前記第2平均化部で平均化された信号に基づいて、第2周波数誤差を演算する第2周波数誤差演算部と、  
前記判定部で検出された前記シンボルタイミングに従って、前記第2周波数誤差を保持する第2ホールド部と、  
前記第2ホールド部から出力される前記第2周波数誤差に基づいて、前記第2 OFDM信号の周波数ずれを補正する第2周波数補正部とをさらに備え、  
前記インパルス応答推定部は、前記第2 OFDM信号から、インパルス応答を推定し、  
前記フーリエ変換部は、前記窓タイミングに従って、前記第2周波数補正部によって周波数ずれが補正された前記第2 OFDM信号を、フーリエ変換することを特徴とする、請求項1に記載のOFDM復調装置。

【請求項4】 前記積分部は、前記ガード期間の幅を積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら、当該入力信号を積分することを特徴とする、請求項1～3のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項5】 前記積分部は、前記ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら当該入力信号を積分することにより、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答を持たせることを特徴とする、請求項1～3のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項6】 前記積分部は、前記ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら当該入力信号を積分することにより、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前方では単調増加する応答を持たせ、後方では単調減少する応答を持たせることを特徴とする、請求項1～3のいずれかに記載のOFDM復調装置。

3

【請求項7】 前記インパルス応答推定部は、前記同期シンボルと同一の信号を発生する同期シンボル発生部と、前記同期シンボル発生部が発生させる信号と、前記OFDM信号との相関を表す信号を演算する相関部と、前記相関部で演算された信号から、相関量を演算する相関量演算部とを備える、請求項4～6のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項8】 前記インパルス応答推定部は、前記同期シンボルと同一の周波数領域の信号を発生する同期シンボル発生部と、前記フーリエ変換部から出力される信号と、前記同期シンボル発生部が出力させる信号とを乗算する乗算部と、前記乗算部で乗算された信号を、逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部と、前記逆フーリエ変換部から出力される信号から、相関量を演算する相関量演算部とを備える、請求項4～6のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項9】 前記相関量演算部は、入力される信号の複素ベクトル $(i, q)$ の絶対値を演算することを特徴とする、請求項7または8に記載のOFDM復調装置。

【請求項10】 前記相関量演算部は、入力される信号の複素ベクトル $(i, q)$ から、 $i$ の絶対値と $q$ の絶対値との和を演算することを特徴とする、請求項7または8に記載のOFDM復調装置。

【請求項11】 前記相関量演算部は、入力される信号の複素ベクトル $(i, q)$ から、 $i$ の2乗値と $q$ の2乗値との和を演算することを特徴とする、請求項7または8に記載のOFDM復調装置。

【請求項12】 前記第1判定部は、前記絶対値演算部で演算された前記絶対値を入力し、当該絶対値が一定の値になったことを検出して、その後当該絶対値が当該一定の値に対して所定の割合になったことを検出することを特徴とする、請求項3に記載のOFDM復調装置。

【請求項13】 複数の所定のサブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアが割り当てられたOFDM信号を、復調するOFDM復調装置であって、前記OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、前記フーリエ変換部でフーリエ変換された信号から、前記パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出部と、抽出された前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算部と、前記位相変化に基づいて、前記フーリエ変換部を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定する窓ずれ推定部と、前記窓ずれ推定部で推定されたずれと、前記OFDM信号のシンボルタイミングとに基づいて、前記フーリエ変換部を動作させる前記窓タイミングを発生する窓タイミ

4

ング発生部とを備える、OFDM復調装置。

【請求項14】 伝送フレーム毎に所定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てたOFDM信号を、復調するOFDM復調装置であって、

前記OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、前記基準シンボルと同一の信号を発生する基準シンボル発生部と、

前記基準シンボル発生部で発生された信号と、前記フーリエ変換部でフーリエ変換された信号とに基づいて、伝送路の特性を推定する伝送路推定部と、

前記伝送路推定部から出力される伝送路情報に基づいて、前記フーリエ変換部でフーリエ変換された信号を等化する等化部と、

前記等化部で等化された信号から、前記パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出部と、抽出された前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算部と、

前記位相変化に基づいて、前記フーリエ変換部を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定する窓ずれ推定部と、

前記窓ずれ推定部で推定されたずれと、前記OFDM信号のシンボルタイミングとに基づいて、前記フーリエ変換部を動作させる前記窓タイミングを発生する窓タイミング発生部とを備える、OFDM復調装置。

【請求項15】 前記位相変化に基づいて、前記OFDM信号の位相ずれを推定する位相ずれ推定部と、前記位相ずれに基づいて、前記伝送路推定部から前記等化部へ出力される前記伝送路情報を補正する伝送路情報補正部とをさらに備える、請求項14に記載のOFDM復調装置。

【請求項16】 前記伝送路情報補正部は、前記窓ずれ推定部からずれの信号が出力されるタイミングに基づいて、前記伝送路情報を補正することを特徴とする、請求項15に記載のOFDM復調装置。

【請求項17】 前記窓タイミング発生部は、前記窓ずれ推定部で推定されたずれに基づいて、所定のサンプル数だけ前記シンボルタイミングをずらして、前記窓タイミングを発生することを特徴とする、請求項14に記載のOFDM復調装置。

【請求項18】 前記位相変化に基づいて、前記OFDM信号の位相ずれを推定する位相ずれ推定部と、前記位相ずれに基づいて、前記等化部から出力される信号の位相を補正する位相補正部とをさらに備える、請求項14に記載のOFDM復調装置。

【請求項19】 伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間とで構成されるデータシンボルからなるOFDM信号を、復調するOFDM復調方法であって、

5

前記 OFDM 信号から、インパルス応答を推定するステップと、  
 前記推定によって求められた信号を、積分するステップと、  
 前記積分された値に基づいて、前記 OFDM 信号のシンボルタイミングを検出するステップと、  
 前記シンボルタイミングに基づいて、前記有効シンボル期間を与える窓タイミングを発生するステップと、  
 前記窓タイミングに従って、前記 OFDM 信号をフーリエ変換するステップとを含む、OFDM 復調方法。

【請求項 20】 前記同期シンボル内で、同一波形の信号が 2 回以上周期的に伝送されている場合、  
 前記 OFDM 信号を、所定サンプル数だけ遅延させるステップと、  
 前記遅延された信号と前記 OFDM 信号とを乗算するステップと、  
 前記乗算された信号を平均化するステップと、  
 前記平均化された信号に基づいて、周波数誤差を演算するステップと、  
 前記シンボルタイミングに従って、前記周波数誤差を保持するステップと、  
 前記保持するステップから出力される前記周波数誤差に基づいて、前記 OFDM 信号の周波数ずれを補正するステップとをさらに含み、  
 前記変換するステップは、前記窓タイミングに従って、前記周波数ずれが補正された前記 OFDM 信号を、フーリエ変換することを特徴とする、請求項 19 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 21】 前記同期シンボル内で、同一波形の信号が 2 回以上周期的に伝送されている場合、  
 前記 OFDM 信号（以下、第 1 OFDM 信号と記す）を、第 1 の所定サンプル数だけ遅延させる第 1 遅延ステップと、  
 前記第 1 遅延ステップで遅延された信号と前記第 1 OFDM 信号とを乗算する第 1 乗算ステップと、  
 前記第 1 乗算ステップで乗算された信号を平均化する第 1 平均化ステップと、  
 前記第 1 平均化ステップで平均化された信号に基づいて、第 1 周波数誤差を演算するステップと、  
 前記第 1 乗算ステップで乗算された信号を平滑化するステップと、  
 前記平滑化された信号の絶対値を演算するステップと、  
 前記絶対値に基づいて、前記第 1 OFDM 信号と前記第 1 遅延ステップで遅延された信号との相関を判定し、前記第 1 OFDM 信号のシンボルタイミングを検出する第 1 判定ステップと、  
 前記第 1 判定ステップで検出された前記シンボルタイミングに従って、前記第 1 周波数誤差を保持するステップと、  
 前記保持される前記第 1 周波数誤差に基づいて、前記第

6

1 OFDM 信号の周波数ずれを補正するステップと、  
 前記周波数ずれが補正された前記第 1 OFDM 信号（以下、第 2 OFDM 信号と記す）を、第 2 の所定サンプル数だけ遅延させる第 2 遅延ステップと、  
 前記第 2 遅延ステップで遅延された信号と前記第 2 OFDM 信号とを乗算する第 2 乗算ステップと、  
 前記第 2 乗算ステップで乗算された信号を平均化する第 2 平均化ステップと、  
 前記第 2 平均化ステップで平均化された信号に基づいて、第 2 周波数誤差を演算するステップと、  
 前記判定するステップで検出された前記シンボルタイミングに従って、前記第 2 周波数誤差を保持するステップと、  
 前記保持される前記第 2 周波数誤差に基づいて、前記第 2 OFDM 信号の周波数ずれを補正するステップとをさらに含み、  
 前記推定するステップは、前記第 2 OFDM 信号から、インパルス応答を推定し、  
 前記変換するステップは、前記窓タイミングに従って、前記周波数ずれが補正された前記第 2 OFDM 信号を、フーリエ変換することを特徴とする、請求項 19 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 22】 前記積分するステップは、前記ガード期間の幅を積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら、当該入力信号を積分することを特徴とする、請求項 19～21 のいずれかに記載の OFDM 復調方法。

【請求項 23】 前記積分するステップは、前記ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら当該入力信号を積分することにより、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答を持たせることを特徴とする、請求項 19～21 のいずれかに記載の OFDM 復調方法。

【請求項 24】 前記積分するステップは、前記ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら当該入力信号を積分することにより、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前方では単調増加する応答を持たせ、後方では単調減少する応答を持たせることを特徴とする、請求項 19～21 のいずれかに記載の OFDM 復調方法。

【請求項 25】 前記推定するステップは、前記同期シンボルと同一の信号を発生するステップと、前記同期シンボルと同一の信号と、前記 OFDM 信号との相関を表す信号を演算するステップと、前記演算された信号から、相関量を演算するステップとを含む、請求項 22～24 のいずれかに記載の OFDM 復調方法。

【請求項 26】 前記推定するステップは、

前記同期シンボルと同一の周波数領域の信号を発生するステップと、  
前記変換するステップから出力される信号と、前記同期シンボルと同一の周波数領域の信号とを乗算するステップと、  
前記乗算された信号を、逆フーリエ変換するステップと、  
前記逆フーリエ変換された信号から、相関量を演算するステップとを含む、請求項 22～24 のいずれかに記載の OFDM 復調方法。

【請求項 27】 前記演算するステップは、入力される信号の複素ベクトル ( $i, q$ ) の絶対値を演算することを特徴とする、請求項 25 または 26 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 28】 前記演算するステップは、入力される信号の複素ベクトル ( $i, q$ ) から、 $i$  の絶対値と  $q$  の絶対値との和を演算することを特徴とする、請求項 25 または 26 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 29】 前記演算するステップは、入力される信号の複素ベクトル ( $i, q$ ) から、 $i$  の 2 乗値と  $q$  の 2 乗値との和を演算することを特徴とする、請求項 25 または 26 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 30】 前記第 1 判定ステップは、前記絶対値が一定の値になったことを検出して、その後当該絶対値が当該一定の値に対して所定の割合になったことを検出することを特徴とする、請求項 21 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 31】 複数の所定のサブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアが割り当てられた OFDM 信号を、復調する OFDM 復調方法であって、前記 OFDM 信号をフーリエ変換するステップと、前記フーリエ変換された信号から、前記パイロットキャリアを取り出すステップと、抽出された前記パイロットキャリアの位相変化を演算するステップと、前記位相変化に基づいて、フーリエ変換を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定するステップと、前記推定されたずれと、前記 OFDM 信号のシンボルタイミングとに基づいて、前記 OFDM 信号をフーリエ変換させる前記窓タイミングを発生するステップとを含む、OFDM 復調方法。

【請求項 32】 伝送フレーム毎に所定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を、復調する OFDM 復調方法であって、前記 OFDM 信号をフーリエ変換するステップと、前記基準シンボルと同一の信号を発生するステップと、前記発生された信号と、前記フーリエ変換された信号とに基づいて、伝送路の特性を推定するステップと、

前記推定するステップから出力される伝送路情報に基づいて、前記フーリエ変換された信号を等化するステップと、前記等化された信号から、前記パイロットキャリアを取り出すステップと、抽出された前記パイロットキャリアの位相変化を演算するステップと、前記位相変化に基づいて、フーリエ変換を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定するステップと、

前記推定されたずれと、前記 OFDM 信号のシンボルタイミングとに基づいて、前記 OFDM 信号をフーリエ変換させる前記窓タイミングを発生するステップとを含む、OFDM 復調方法。

【請求項 33】 前記位相変化に基づいて、前記 OFDM 信号の位相ずれを求めるステップと、前記位相ずれに基づいて、前記伝送路情報を補正するステップとをさらに含む、請求項 32 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 34】 前記補正するステップは、前記推定するステップからずれの信号が出力されるタイミングに基づいて、前記伝送路情報を補正することを特徴とする、請求項 33 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 35】 前記窓タイミングを発生するステップは、前記推定されたずれに基づいて、所定のサンプル数だけ前記シンボルタイミングをずらして、前記窓タイミングを発生することを特徴とする、請求項 32 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 36】 前記位相変化に基づいて、前記 OFDM 信号の位相ずれを求めるステップと、前記位相ずれに基づいて、前記等化するステップから出力される信号の位相を補正するステップとをさらに備える、請求項 32 に記載の OFDM 復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、OFDM 復調装置および復調方法に関し、より特定的には、直交周波数分割多重 (OFDM; orthogonal frequency division multiplex) 技術を用いて伝送される信号を復調する装置および方法に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、地上系デジタルテレビ放送や移動体通信などにおいて、OFDM 技術を用いた伝送方式が注目されている。この OFDM 方式は、マルチキャリア変調方式の一種であり、OFDM 信号を用いて送信装置から受信装置への伝送を行う。送信装置は、隣接間で互いに直交する多数のサブキャリアに送信データを割り当て、割り当てた送信データで各サブキャリアを変調する。そして、送信装置は、変調した各サブキャリアを一括的に逆フーリエ変換することで、OFDM 信号を生成

する。従って、生成されたOFDM信号では、サブキャリアに分割された各々の送信データの周期が長くなる。このため、OFDM信号は、マルチパスなどの遅延波の影響を受け難いという特徴を有している。OFDM方式による伝送は、伝送シンボルを単位として行われる。この伝送シンボルは、有効シンボル期間とガードインターバル(GI)とからなる。有効シンボル期間は、送信データに対応する信号(以下、有効シンボルという)が伝送される期間であり、上記逆フーリエ変換に基づいてその期間が定められる。ガードインターバルは、有効シンボルの信号波形の一部を巡回的に繰り返した信号が伝送される期間であり、遅延波の影響を軽減させるために用いられる。一方、受信装置は、受信される上記伝送シンボルから有効シンボルを取り出す。次に、受信装置は、取り出した有効シンボルをフーリエ変換することで、有効シンボルを各サブキャリアに分離する。そして、受信装置は、分離したサブキャリアをそれぞれ復調して、送信データを再生する。

【0003】ところで、上述したOFDM信号は、ランダム雑音のような波形となるため、受信装置で、OFDM信号の周波数同期やシンボル同期を取ることが難しい。受信装置において、周波数同期が取れないままOFDM信号を復調した場合、サブキャリア間の直交性がくずれて干渉が生じる。このため、受信装置では、送信データを正しく再生できなくなる。また、受信装置において、シンボル同期が取れない、つまり伝送シンボルから有効シンボルを正確に取り出せない場合、シンボル間の干渉が生じる。このため、受信装置では、送信データを正しく再生できなくなる。そこで、OFDM方式による伝送では、一般に、予め定めた複数の伝送シンボルで1伝送フレームが構成され、各伝送フレームの先頭に同期の基準とするシンボル(以下、同期シンボルという)が付加されたOFDM信号を用いて(図16)、送受信装置間の伝送が行われる。

【0004】従来、このような同期シンボルを用いてシンボル同期を行うOFDM受信装置としては、特開平11-32025号公報「OFDM受信装置とその同期検出方法」に開示されている装置が存在する。この公報に記載されている従来の技術では、同期シンボルとしてチャープシンボルが用いられている。そして、従来の受信装置は、受信信号とチャープシンボルとの相関係数を計算して、相関係数の最大値からシンボルタイミングを検出することで、シンボル同期の確立を行っている。

【0005】ところで、伝送路の特性等が原因でマルチパスが発生すると、受信装置は、図17に示すように送信信号の直接波と遅延波との双方を受信、すなわち直接波と遅延波とを合成した合成波を受信することになる。ここで、遅延波の遅延量がガードインターバル内に収まっている場合、受信装置は、直接波の有効シンボル期間のタイミングでシンボルを取り出すことにより、隣接す

るシンボルの干渉がない区間の有効シンボルを取り出すことができる(図17(a))。しかし、遅延波の遅延量がガードインターバルを超える場合、受信装置は、同様に直接波の有効シンボル期間のタイミングでシンボルを取り出してしまうと、隣接するシンボルの干渉を受けた有効シンボルを取り出すことになる(図17

(b))。このため、受信装置では、隣接するシンボルの干渉を受ける場合にはその干渉が最も少なくなるように、有効シンボルの取り出し区間が設定される必要がある。なお、図17中の斜線部は、隣接するシンボルの干渉が生じている部分を示している。

#### 【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来の受信装置は、受信信号と同期シンボルとの相関係数の最大値に基づいて、シンボルタイミングを設定している。このため、従来の受信装置では、ガードインターバルを超える遅延波がある場合に、隣接するシンボルの干渉が最も少なくなるように、シンボルタイミングを設定することはできなかった。また、送信信号の周波数と受信信号の周波数との間にずれ(以下、周波数ずれという)がある場合には、受信信号と同期シンボルとの相関係数が小さくなる。このため、従来の受信装置は、同期シンボルの検出をうまく行うことができないという問題もあった。さらに、送信装置と受信装置との間でシンボルをサンプリングする周波数にずれ(以下、サンプリング周波数ずれという)が生じることも考えられる。この場合、従来の受信装置のように同期シンボルの検出に基づいてシンボルタイミングを設定していたのでは、伝送フレーム内の前方の伝送シンボルと後方の伝送シンボルとで、シンボルタイミングにずれが生じてしまう。

【0007】それ故、本発明の第1の目的は、伝送路特性が時々刻々と変化するような場合でも、隣接するシンボルの干渉が最も少なくなるようにシンボルタイミングを設定できるOFDM復調装置および復調方法を提供することである。また、本発明の第2の目的は、周波数ずれがある場合には、同期シンボルの検出が良好に行えるように、周波数ずれの補正を行うOFDM復調装置および復調方法を提供することである。また、本発明の第3の目的は、サンプリング周波数ずれが生じた場合には、伝送フレーム内の伝送シンボルの位置によって有効シンボル期間にずれが生じないように、シンボルタイミングを補正するOFDM復調装置および復調方法を提供することである。さらに、本発明の第4の目的は、伝送フレーム内の伝送シンボルの位置によって有効シンボル期間にずれが生じた場合でも、予め定めた基準シンボルから推定した伝送路情報に応じて、シンボルタイミングを補正するOFDM復調装置および復調方法を提供することである。

#### 【0008】



【課題を解決するための手段および発明の効果】上記目的を達成させるため、本発明は、以下に述べる特徴を有している。第1の発明は、伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間とで構成されるデータシンボルからなるOFDM信号を、復調するOFDM復調装置であって、OFDM信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定部と、インパルス応答推定部における推定によって求められた信号を、積分する積分部と、積分部で積分された値に基づいて、OFDM信号のシンボルタイミングを検出する判定部と、シンボルタイミングに基づいて、有効シンボル期間を与える窓タイミングを発生する窓タイミング発生部と、窓タイミングに従って、OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部とを備える。

【0009】上記のように、第1の発明によれば、入力されるOFDM信号の同期シンボルのタイミングを検出し、このタイミングに基づいてフーリエ変換を行う窓タイミングを制御する。これにより、第1の発明では、伝送路特性が時々刻々と変化するような場合でも、シンボル間干渉を最も小さくさせてOFDM信号の復調を行う、すなわち送信データを再生することができる。

【0010】第2の発明は、第1の発明に従属する発明であって、同期シンボル内で、同一波形の信号が2回以上周期的に伝送されている場合、OFDM信号を、所定サンプル数だけ遅延させる遅延部と、遅延部で遅延された信号とOFDM信号とを乗算する乗算部と、乗算部で乗算された信号を平均化する平均化部と、平均化部で平均化された信号に基づいて、周波数誤差を演算する周波数誤差演算部と、シンボルタイミングに従って、周波数誤差を保持するホールド部と、ホールド部から出力される周波数誤差に基づいて、OFDM信号の周波数ずれを補正する周波数補正部とをさらに備え、フーリエ変換部は、窓タイミングに従って、周波数補正部によって周波数ずれが補正されたOFDM信号を、フーリエ変換することを特徴とする。

【0011】上記のように、第2の発明によれば、第1の発明の制御に加え、さらに、受信した同期シンボルの位相回転量の平均を求め、求めた平均位相回転量から周波数誤差を算出し、入力するOFDM信号の周波数ずれを補正する。これにより、第2の発明では、上記第1の発明による効果に加え、シンボル同期に用いたものと同じ同期シンボルを用いて周波数ずれを補正し、この周波数ずれを補正したOFDM信号をシンボルタイミングでフーリエ変換させることにより、周波数同期の取れたシンボルを復調させることができる。

【0012】第3の発明は、第1の発明に従属する発明であって、同期シンボル内で、同一波形の信号が2回以上周期的に伝送されている場合、OFDM信号（第1OFDM信号）を、第1の所定サンプル数だけ遅延させる第1遅延部と、第1遅延部で遅延された信号と第1OF

DM信号とを乗算する第1乗算部と、第1乗算部で乗算された信号を平均化する第1平均化部と、第1平均化部で平均化された信号に基づいて、第1周波数誤差を演算する第1周波数誤差演算部と、第1乗算部で乗算された信号を平滑化するフィルタ部と、フィルタ部で平滑化された信号の絶対値を演算する絶対値演算部と、絶対値に基づいて、第1OFDM信号と第1遅延部で遅延された信号との相関を判定し、第1OFDM信号のシンボルタイミングを検出する第1判定部と、第1判定部で検出されたシンボルタイミングに従って、第1周波数誤差を保持する第1ホールド部と、第1ホールド部から出力される第1周波数誤差に基づいて、第1OFDM信号の周波数ずれを補正する第1周波数補正部と、第1周波数補正部で周波数ずれが補正された第1OFDM信号（第2OFDM信号）を、第2の所定サンプル数だけ遅延させる第2遅延部と、第2遅延部で遅延された信号と第2OFDM信号とを乗算する第2乗算部と、第2乗算部で乗算された信号を平均化する第2平均化部と、第2平均化部で平均化された信号に基づいて、第2周波数誤差を演算する第2周波数誤差演算部と、判定部で検出されたシンボルタイミングに従って、第2周波数誤差を保持する第2ホールド部と、第2ホールド部から出力される第2周波数誤差に基づいて、第2OFDM信号の周波数ずれを補正する第2周波数補正部とをさらに備え、インパルス応答推定部は、第2OFDM信号から、インパルス応答を推定し、フーリエ変換部は、窓タイミングに従って、第2周波数補正部によって周波数ずれが補正された第2OFDM信号を、フーリエ変換することを特徴とする。

【0013】上記のように、第3の発明によれば、上記第1の発明の制御に加え、さらに、OFDM信号と同期シンボル信号との相関を演算する前に、第1周波数補正器において周波数ずれを補正する。これにより、第3の発明では、上記第1の発明による効果に加え、第1周波数補正を行った信号で、シンボル同期および第2周波数補正を行うので、同期シンボルの検出精度をさらに向上させることができる。

【0014】ここで、好ましくは、第4の発明のように、第1～第3の発明の積分部が、ガード期間の幅を積分区分間とし、入力信号に対する当該積分区分間の位置を順次ずらしながら、当該入力信号を積分するようにする。

【0015】または、第5の発明のように、第1～第3の発明の積分部が、ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区分間とし、入力信号に対する当該積分区分間の位置を順次ずらしながら当該入力信号を積分することにより、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答を持たせるようにする。

【0016】あるいは、第6の発明のように、第1～第3の発明の積分部が、ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区分間とし、入力信号に対する当該積分区分間の位置を順次ずらしながら当該入力信号

を積分することにより、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前では単調増加する応答を持たせ、後方では単調減少する応答を持たせるようにする。

【0017】また、好ましくは、第7の発明のように、第4～第6の発明のインパルス応答推定部が、同期シンボルと同一の信号を発生する同期シンボル発生部と、同期シンボル発生部が発生させる信号と、OFDM信号との相関を表す信号を演算する相関部と、相関部で演算された信号から、相関量を演算する相関量演算部とを備えるようにする。

【0018】または、第8の発明のように、第4～第6の発明のインパルス応答推定部が、同期シンボルと同一の周波数領域の信号を発生する同期シンボル発生部と、フーリエ変換部から出力される信号と、同期シンボル発生器が出力させる信号とを乗算する乗算部と、乗算部で乗算された信号を、逆フーリエ変換する逆フーリエ変換部と、逆フーリエ変換部から出力される信号から、相関量を演算する相関量演算部とを備えるようにする。

【0019】また、好ましくは、第9の発明のように、第7および第8の発明の相関量演算部が、入力される信号の複素ベクトル( $i, q$ )の絶対値を演算するようにする。

【0020】または、第10の発明のように、第7および第8の発明の相関量演算部が、入力される信号の複素ベクトル( $i, q$ )から、 $i$ の絶対値と $q$ の絶対値との和を演算するようにする。

【0021】あるいは、第11の発明のように、第7および第8の発明の相関量演算部が、入力される信号の複素ベクトル( $i, q$ )から、 $i$ の2乗値と $q$ の2乗値との和を演算するようにする。

【0022】さらに、好ましくは、第12の発明のように、第3の発明の第1判定部が、絶対値演算部で演算された絶対値を入力し、当該絶対値が一定の値になったことを検出して、その後当該絶対値が当該一定の値に対して所定の割合になったことを検出するようにする。

【0023】上記のように、第4～第12の発明によれば、第1～第3の発明に対してさらに、入力されるOFDM信号と予め有する同期シンボル信号との相関量を演算し、その相関量を予め定めた積分区間幅で積分し、この積分相関量に基づいて同期シンボルの検出を行い、シンボル間干渉が最も少なくなるようにフーリエ変換を行うための有効シンボル期間のタイミングを制御する。これにより、第4～第12の発明では、伝送路特性が時々刻々と変化するような場合でも、シンボル間干渉を最も小さくさせてOFDM信号の復調を行う、すなわち送信データを再生することができる。

【0024】第13の発明は、複数の所定のサブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアが割り当てられたOFDM信号を、復調するOFDM復調装置であって、OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換

部と、フーリエ変換部でフーリエ変換された信号から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出部と、抽出されたパイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算部と、位相変化に基づいて、フーリエ変換部を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定する窓ずれ推定部と、窓ずれ推定部で推定されたずれと、OFDM信号のシンボルタイミングとに基づいて、フーリエ変換部を動作させる窓タイミングを発生する窓タイミング発生部とを備える。

10 【0025】上記のように、第13の発明によれば、フーリエ変換後の信号からパイロットキャリアを抽出し、このパイロットキャリアの位相変化に基づいて、フーリエ変換時の窓タイミングのずれを推定し、窓タイミングを調整する。これにより、第13の発明では、サンプリング周波数ずれが存在する場合でも、シンボル同期が取れた状態でシンボルの復調を行うことができる。

【0026】第14の発明は、伝送フレーム毎に所定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てたOFDM信号を、復調するOFDM復調装置であって、OFDM信号をフーリエ変換するフーリエ変換部と、基準シンボルと同一の信号を発生する基準シンボル発生部と、基準シンボル発生部で発生された信号と、フーリエ変換部でフーリエ変換された信号とに基づいて、伝送路の特性を推定する伝送路推定部と、伝送路推定部から出力される伝送路情報に基づいて、フーリエ変換部でフーリエ変換された信号を等化する等化部と、等化部で等化された信号から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出部と、抽出されたパイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算部と、位相変化に基づいて、フーリエ変換部を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定する窓ずれ推定部と、窓ずれ推定部で推定されたずれと、OFDM信号のシンボルタイミングとに基づいて、フーリエ変換部を動作させる窓タイミングを発生する窓タイミング発生部とを備える。

【0027】上記のように、第14の発明によれば、受信した基準シンボルから伝送路情報の推定を行い、この情報に基づいてOFDM信号の等化を行う。そして、等化された後の信号からパイロットキャリアを抽出し、このパイロットキャリアの位相変化に基づいて、フーリエ変換時の窓タイミングのずれを推定し、窓タイミングを調整する。これにより、第14の発明では、サンプリング周波数ずれが存在する場合でも、シンボル同期が取れた状態でシンボルの復調を行うことができる。

【0028】第15の発明は、第14の発明に従属する発明であって、位相変化に基づいて、OFDM信号の位相ずれを推定する位相ずれ推定部と、位相ずれに基づいて、伝送路推定部から等化部へ出力される伝送路情報を補正する伝送路情報補正部とをさらに備える。

50 【0029】上記のように、第15の発明によれば、サ

15

ンプリング周波数ずれが存在する場合に生じる、伝送路情報を推定するための基準シンボルのフーリエ変換時の窓タイミングと、等化させる OFDM 信号をフーリエ変換する時の窓タイミングとのずれを、シンボル内で生じる位相回転から位相変化を推定し、その位相変化に基づいて伝送路情報を補正する。これにより、第 15 の発明では、信号を等化する精度を向上させることができる。

【0030】ここで、好ましくは、第 16 の発明のように、第 15 の発明の伝送路情報補正部が、窓ずれ推定部からずれの信号が出力されるタイミングに基づいて、伝送路情報を補正するようにする。

【0031】また、好ましくは、第 17 の発明のように、第 14 の発明の窓タイミング発生部が、窓ずれ推定部で推定されたずれに基づいて、所定のサンプル数だけシンボルタイミングをずらして、窓タイミングを発生するようにする。

【0032】さらに、好ましくは、第 18 の発明のように、第 14 の発明において、位相変化に基づいて、OFDM 信号の位相ずれを推定する位相ずれ推定部と、位相ずれに基づいて、等化部から出力される信号の位相を補正する位相補正部とをさらに備えるようにする。

【0033】第 19 の発明は、伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間とで構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を、復調する OFDM 復調方法であって、OFDM 信号から、インパルス応答を推定するステップと、推定によって求められた信号を、積分するステップと、積分された値に基づいて、OFDM 信号のシンボルタイミングを検出するステップと、シンボルタイミングに基づいて、有効シンボル期間を与える窓タイミングを発生するステップと、窓タイミングに従って、OFDM 信号をフーリエ変換するステップとを含む。

【0034】第 20 の発明は、第 19 の発明に從属する発明であって、同期シンボル内で、同一波形の信号が 2 回以上周期的に伝送されている場合、OFDM 信号を、所定サンプル数だけ遅延させるステップと、遅延された信号と OFDM 信号とを乗算するステップと、乗算された信号を平均化するステップと、平均化された信号に基づいて、周波数誤差を演算するステップと、シンボルタイミングに従って、周波数誤差を保持するステップと、保持するステップから出力される周波数誤差に基づいて、OFDM 信号の周波数ずれを補正するステップとをさらに含み、変換するステップは、窓タイミングに従って、周波数ずれが補正された OFDM 信号を、フーリエ変換することを特徴とする。

【0035】第 21 の発明は、第 19 の発明に從属する発明であって、同期シンボル内で、同一波形の信号が 2 回以上周期的に伝送されている場合、OFDM 信号（第 1 OFDM 信号）を、第 1 の所定サンプル数だけ遅延させる第 1 遅延ステップと、第 1 遅延ステップで遅延され

16

た信号と第 1 OFDM 信号とを乗算する第 1 乗算ステップと、第 1 乗算ステップで乗算された信号を平均化する第 1 平均化ステップと、第 1 平均化ステップで平均化された信号に基づいて、第 1 周波数誤差を演算するステップと、第 1 乗算ステップで乗算された信号を平滑化するステップと、平滑化された信号の絶対値を演算するステップと、絶対値に基づいて、第 1 OFDM 信号と第 1 遅延ステップで遅延された信号との相関を判定し、第 1 OFDM 信号のシンボルタイミングを検出する第 1 判定ステップと、第 1 判定ステップで検出されたシンボルタイミングに従って、第 1 周波数誤差を保持するステップと、保持される第 1 周波数誤差に基づいて、第 1 OFDM 信号の周波数ずれを補正するステップと、周波数ずれが補正された第 1 OFDM 信号（第 2 OFDM 信号）を、第 2 の所定サンプル数だけ遅延させる第 2 遅延ステップと、第 2 遅延ステップで遅延された信号と第 2 OFDM 信号とを乗算する第 2 乗算ステップと、第 2 乗算ステップで乗算された信号を平均化する第 2 平均化ステップと、第 2 平均化ステップで平均化された信号に基づいて、第 2 周波数誤差を演算するステップと、判定するステップで検出されたシンボルタイミングに従って、第 2 周波数誤差を保持するステップと、保持される第 2 周波数誤差に基づいて、第 2 OFDM 信号の周波数ずれを補正するステップとをさらに含み、推定するステップは、第 2 OFDM 信号から、インパルス応答を推定し、変換するステップは、窓タイミングに従って、周波数ずれが補正された第 2 OFDM 信号を、フーリエ変換することを特徴とする。

【0036】ここで、好ましくは、第 22 の発明のように、第 19～第 21 の発明の積分するステップが、ガード期間の幅を積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら、当該入力信号を積分するようにする。

【0037】または、第 23 の発明のように、第 19～第 21 の発明の積分するステップが、ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら当該入力信号を積分することにより、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答を持たせるようにする。

【0038】あるいは、第 24 の発明のように、第 19～第 21 の発明の積分するステップが、ガード期間の幅とその前後に付加される予め定めた幅とを積分区間とし、入力信号に対する当該積分区間の位置を順次ずらしながら当該入力信号を積分することにより、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前方では単調増加する応答を持たせ、後方では単調減少する応答を持たせるようにする。

【0039】また、好ましくは、第 25 の発明のように、第 22～第 24 の発明の推定するステップが、同期

17

シンボルと同一の信号を発生するステップと、同期シンボルと同一の信号と、OFDM信号との相関を表す信号を演算するステップと、演算された信号から、相関量を演算するステップとを含むようにする。

【0040】または、第26の発明のように、第22～第24の発明の推定するステップは、同期シンボルと同一の周波数領域の信号を発生するステップと、変換するステップから出力される信号と、同期シンボルと同一の周波数領域の信号とを乗算するステップと、乗算された信号を、逆フーリエ変換するステップと、逆フーリエ変換された信号から、相関量を演算するステップとを含むようにする。

【0041】さらに、好ましくは、第27の発明のように、第25および第26の発明の演算するステップが、入力される信号の複素ベクトル ( $i, q$ ) の絶対値を演算するようにする。

【0042】または、第28の発明のように、第25および第26の発明の演算するステップが、入力される信号の複素ベクトル ( $i, q$ ) から、 $i$  の絶対値と  $q$  の絶対値との和を演算するようにする。

【0043】あるいは、第29の発明のように、第25および第26の発明の演算するステップが、入力される信号の複素ベクトル ( $i, q$ ) から、 $i$  の2乗値と  $q$  の2乗値との和を演算するようにする。

【0044】ここで、好ましくは、第30の発明のように、第21の発明の第1判定ステップが、絶対値が一定の値になったことを検出して、その後当該絶対値が当該一定の値に対して所定の割合になったことを検出するようにする。

【0045】第31の発明は、複数の所定のサブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアが割り当てられたOFDM信号を、復調するOFDM復調方法であって、OFDM信号をフーリエ変換するステップと、フーリエ変換された信号から、パイロットキャリアを取り出すステップと、抽出されたパイロットキャリアの位相変化を演算するステップと、位相変化に基づいて、フーリエ変換を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定するステップと、推定されたずれと、OFDM信号のシンボルタイミングとに基づいて、OFDM信号をフーリエ変換させる窓タイミングを発生するステップとを含む。

【0046】第32の発明は、伝送フレーム毎に所定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てたOFDM信号を、復調するOFDM復調方法であって、OFDM信号をフーリエ変換するステップと、基準シンボルと同一の信号を発生するステップと、発生された信号と、フーリエ変換された信号とに基づいて、伝送路の特性を推定するステップと、推定するステップから出力される伝送路情報に基づいて、フーリエ変換された信号を等化

18

するステップと、等化された信号から、パイロットキャリアを取り出すステップと、抽出されたパイロットキャリアの位相変化を演算するステップと、位相変化に基づいて、フーリエ変換を動作させるタイミングを示す窓タイミングのずれを推定するステップと、推定されたずれと、OFDM信号のシンボルタイミングとに基づいて、OFDM信号をフーリエ変換させる窓タイミングを発生するステップとを含む。

【0047】第33の発明は、第32の発明に従属する発明であって、位相変化に基づいて、OFDM信号の位相ずれを求めるステップと、位相ずれに基づいて、伝送路情報を補正するステップとをさらに含む。

【0048】ここで、好ましくは、第34の発明のように、第33の発明の補正するステップが、推定するステップからずれの信号が出力されるタイミングに基づいて、伝送路情報を補正するようにする。

【0049】また、好ましくは、第35の発明のように、第32の発明の窓タイミングを発生するステップが、推定されたずれに基づいて、所定のサンプル数だけシンボルタイミングをずらして、窓タイミングを発生するようにする。

【0050】さらに、好ましくは、第36の発明のように、第32の発明において、位相変化に基づいて、OFDM信号の位相ずれを求めるステップと、位相ずれに基づいて、等化するステップから出力される信号の位相を補正するステップとをさらに備えるようにする。

【0051】

【発明の実施の形態】(第1の実施形態) 図1～図7を参照して、本発明の第1の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法を説明する。図1は、本発明の第1の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。図1において、第1の実施形態に係るOFDM復調装置は、A/D変換器101と、直交検波器102と、高速フーリエ変換器103と、データ復調器104と、シンボルタイミング同期器111とを備える。また、シンボルタイミング同期器111は、インパルス応答推定器112と、積分器108と、タイミング判定器109と、FFT窓発生器110とを有する。インパルス応答推定器112は、相関器105と、同期シンボル発生器106と、相関量演算器107とを有する。

【0052】まず、第1の実施形態に係るOFDM復調装置の各構成が行う動作の概要を説明する。送信装置(図示せず)から送信されてくるOFDM信号は、チューナ(図示せず)において受信され、チューナで適宜選択される中間周波数帯域の信号に変換される。この送信されてくるOFDM信号は、上記図16で示した信号と同様である。ここで、同期シンボルには、強い自己相関性を持つチャープ信号などを用いることができる。また、同期シンボルに、所定のサブキャリアに所定のベクトルが割り当てられた信号を用いてもよい。さらに、同

期シンボルに、シンボル期間内で同一波形が2回以上周期的に繰り返されるような信号を用いてもよい。なお、同期シンボルは、各伝送フレームの先頭に入れればよい。また、1つの伝送フレーム中に複数の同期シンボルを含んでもよい（例えば、所定の間隔で挿入する）。このように同期シンボルを複数含ませるようにすれば、同期シンボルを検出する度に同期を掛け直すことができ、復調の精度をさらに向上させることができる。

【0053】中間周波数帯域に変換されたOFDM信号は、A/D変換器101に入力される。A/D変換器101は、入力されるOFDM信号を、時系列のデジタル信号に変換する。直交検波器102は、A/D変換器101から出力されるデジタル信号を入力し、デジタル信号を直交検波することで基底周波数帯域の信号に変換する。この基底周波数帯域の信号は、高速フーリエ変換器103およびシンボルタイミング同期器111に入力される。シンボルタイミング同期器111は、基底周波数帯域の信号のシンボルタイミングを検出し、その検出結果に基づいて、有効シンボルを取り出すための期間（有効シンボル期間）を高速フーリエ変換器103へ与える。高速フーリエ変換器103は、シンボルタイミング同期器111から与えられる有効シンボル期間に従って、基底周波数帯域の信号の各伝送シンボルから有効シンボルを取り出す。そして、高速フーリエ変換器103は、取り出した有効シンボルをフーリエ変換することで、基底周波数帯域の信号を各サブキャリアに分離する。データ復調器104は、高速フーリエ変換器103において各サブキャリアに分離された信号を復調して、送信データを再生する。

【0054】次に、シンボルタイミング同期器111の詳細な動作を説明する。直交検波器102において変換された基底周波数帯域の信号は、相関器105に入力される。同期シンボル発生器106は、送信装置側において伝送フレームに挿入された同期シンボルの信号波形と同一パターンの同期シンボル信号を発生する。この同期シンボル発生器106は、例えば、メモリ回路で実現できる。すなわち、メモリ回路に、送信装置側において伝送フレームに挿入された同期シンボルの信号波形と同一パターンの信号を予め保持しておき、同期シンボル信号の発生は、保持している信号を読み出すことで実現できる。相関器105は、直交検波器102から出力される基底周波数帯域の信号と、同期シンボル発生器106が発生させる同期シンボル信号とを入力する。そして、相関器105は、基底周波数帯域の信号と同期シンボル信号とを積和演算することで、相関ベクトルを求める。なお、1つの伝送フレーム中に同期シンボルが所定の間隔で複数挿入されている場合には、次のような処理が可能である。シンボルタイミング同期器111は、すでに検出した同期シンボルのタイミングに基づいて、次の同期シンボルの位置を予測する。そして、シンボルタイミン

グ同期器111は、その予測位置から所定の前後期間だけ相関器105を動作させて、相関ベクトルを求める。

【0055】ここで、相関器105は、図2に示す構成としてもよい。図2において、相関器105は、高速フーリエ変換器703と、乗算器701と、逆高速フーリエ変換器702とを有する。直交検波器102から出力される基底周波数帯域の信号は、高速フーリエ変換器703によって周波数領域の信号に変換される。乗算器701は、高速フーリエ変換器703で周波数領域に変換された信号と、同期シンボル発生器106で発生された周波数領域の同期シンボル信号との乗算を行う。乗算器701において乗算された信号は、逆高速フーリエ変換器702において逆フーリエ変換される。この逆フーリエ変換された信号は、基底周波数帯域の信号と同期シンボル信号との相関ベクトルに相当する。なお、逆高速フーリエ変換器702と高速フーリエ変換器703とは、同じ回路構成で実現できる。よって、逆高速フーリエ変換器702の代わりに高速フーリエ変換器703を用いて、乗算器701から出力される信号を逆フーリエ変換することもできる。また、高速フーリエ変換器703と高速フーリエ変換器103とを共用させ、高速フーリエ変換器103から出力される信号を乗算器701に入力させるようにしてもよい。このようにすれば、シンボルタイミング同期器111の回路規模を縮小させることができる。

【0056】相関量演算器107は、相関器105で求められた相関ベクトルを入力し、その相関ベクトルの大きさ（相関量）を演算する。この相関量は、相関ベクトルが $(i, q)$ で表されるとすると、例えば $i$ の2乗値と $q$ の2乗値との和でもよいし、近似値として相関ベクトルの絶対値でもよいし、 $i$ の絶対値と $q$ の絶対値との和でもよい。積分器108は、相関量演算器107で演算された相関量を入力し、この相関量を積分する。このとき、積分器108は、ガードインターバルの時間幅を積分区間幅とし、入力信号（相関量）に対してこの積分区間幅を順次ずらしながら積分を行う。図3に、積分器108が出力する信号の一例を示す。図3(a)に示すインパルス状の相関量が入力された場合、積分器108は、その相関量に対して所定の積分区間幅を順次ずらしながら積分を行うことにより、図3(b)に示す積分区間幅を持つ矩形の出力信号を出力する。なお、本実施形態における積分器108には、積分区間幅の矩形応答を出力する積分手法が用いられているが、この他の積分手法が用いられてもよい。例えば、積分区間幅の矩形応答の前後にも応答するような積分手法が用いられてもよいし、図3(c)に示すように積分区間幅の矩形応答より前方では単調増加によって応答し、後方では単調減少によって応答する積分手法が用いられてもよい。

【0057】積分器108で積分された相関量（以下、積分相関量という）は、タイミング判定器109へ出力

される。タイミング判定器109は、入力される積分相関量に基づいて、同期シンボルの開始（または終了）タイミングを判定する。この判定は、入力される積分相関量が最大値となるタイミングを検出することで行うことができる。タイミング判定器109で判定された同期シンボルの開始（または終了）タイミングは、FFT窓発生器110へ出力される。FFT窓発生器110は、入力される同期シンボルの開始（または終了）タイミングに基づいて、各伝送シンボルにおける有効シンボル期間を与えるFFT窓信号を発生する。ここで、送信される伝送フレームの伝送シンボル時間幅、つまりガードインターバル時間幅および有効シンボル時間幅は、既知である。従って、タイミング判定器109において受信信号の同期シンボルの開始（または終了）タイミングが検出されれば、FFT窓発生器110は、このタイミングに基づいて各伝送シンボルの区切りを検出でき、有効シンボル期間に相当するFFT窓信号を発生することができる。

【0058】次に、シンボルタイミング同期器111が行う具体的な動作を、図4～図7に示す例を挙げて説明する。図4では、遅延波がなく直接波（同図（a））のみがOFDM復調装置に入力された場合の、相関量および積分相関量を示している。この場合、相関量演算器107で演算される直接波と同期シンボル信号との相関量は、図4（b）に示すように、直接波の先頭に現れる。この相関量を、積分器108においてガードインターバルの時間幅である積分区間幅で積分させると、図4（c）に示すような矩形の積分相関量が得られる。従って、タイミング判定器109において、この積分相関量が最大値となる区間Aの範囲内の任意のタイミングをシンボルタイミングに設定すれば、OFDM復調装置は、シンボル間干渉が起らずに送信データを再生することが可能となる。なお、シンボルタイミングは、区間Aの最後端のタイミングであるのが好ましい。

【0059】図5では、マルチパスが生じ、直接波（同図（a））と遅延波（同図（b））との2波が合成された合成波（同図（c））が、OFDM復調装置に入力された場合の、相関量および積分相関量を示している。なお、図5では、遅延波の遅延量がガードインターバル内に収まる場合であって、その電力レベルが“直接波>遅延波”である場合を一例に挙げて説明している。また、図5において、シンボル間干渉が生じている部分を斜線で示している。この場合、相関量演算器107で演算される合成波と同期シンボル信号との相関量は、図5

（d）に示すように、それぞれの電力レベルに比例した値が、直接波の先頭および遅延波の先頭に現れる。この相関量を、積分器108においてガードインターバルの時間幅である積分区間幅で積分させると、図5（e）に示すような区間Bが最大となる積分相関量が得られる。従って、タイミング判定器109において、この積分相

関量が最大値となる区間Bの範囲内の任意のタイミングをシンボルタイミングとすれば、OFDM復調装置は、シンボル間干渉が起らずに送信データを再生することが可能となる。なお、シンボルタイミングは、区間Bの最後端のタイミングであるのが好ましい。

【0060】図6では、マルチパスが生じ、直接波（同図（a））と第1および第2遅延波（同図（b）および（c））との3波が合成された合成波（同図（d））が、OFDM復調装置に入力された場合の、相関量および積分相関量を示している。なお、図6では、第1遅延波の遅延量がガードインターバル内に収まり、第2遅延波の遅延量がガードインターバルを越える場合であって、その電力レベルが“第1遅延波>第2遅延波>直接波”である場合を一例に挙げて説明している。また、図6において、シンボル間干渉が生じている部分を斜線で示している。この場合、相関量演算器107で演算される合成波と同期シンボル信号との相関量は、図6（e）に示すように、それぞれの電力レベルに比例した値が、直接波の先頭、第1遅延波の先頭および第2遅延波の先頭に現れる。この相関量を、積分器108においてガードインターバルの時間幅である積分区間幅で積分させると、図6（f）に示すような区間Cが最大となる積分相関量が得られる。図6（d）で分かるように、遅延量がガードインターバル内に収まらない遅延波（第2遅延波）が生じた場合は、シンボルタイミングをどのように設定してもシンボル間干渉が生じてしまう。しかし、タイミング判定器109において、積分相関量が最大値となる区間Cの範囲内の任意のタイミングをシンボルタイミングとすれば、OFDM復調装置は、シンボル間干渉の影響を最も小さくさせて送信データを再生することが可能となる。この区間Cの範囲内でシンボルタイミングが設定された場合、有効シンボル期間の後端部分でシンボル間干渉が生じる。しかし、このシンボル間干渉は最も電力レベルの小さい直接波によるものなので、干渉による影響は最も小さくなる。

【0061】図7では、マルチパスが生じ、直接波（同図（a））と遅延波（同図（b））との2波が合成された合成波（同図（c））が、OFDM復調装置に入力された場合の、相関量および積分相関量を示している。なお、図7では、遅延波の遅延量がガードインターバルを越える場合であって、その電力レベルが“直接波>遅延波”である場合を一例に挙げて説明している。また、図7において、シンボル間干渉が生じている部分を斜線で示している。この場合、相関量演算器107で演算される合成波と同期シンボル信号との相関量は、図7（d）に示すように、それぞれの電力レベルに比例した値が、直接波の先頭および遅延波の先頭に現れる。この相関量を、積分器108においてガードインターバルの時間幅である積分区間幅で積分させると、図7（e）に示すような区間Dが最大となる積分相関量が得られる。従っ

て、タイミング判定器 109 において、この積分相関量が最大値となる区間 D の範囲内の任意のタイミングをシンボルタイミングとすれば、OFDM 復調装置は、シンボル間干渉の影響を最も小さくさせて送信データを再生することが可能となる。なお、シンボル間干渉の影響を最も少なくするためには、シンボルタイミングは、区間 D の最後端のタイミングであるのが好ましい。また、積分器 108 において上記図 3 (c) に示した応答を行う積分手法を用いる場合、上記相関量 (図 7 (d)) を積分器 108 において積分区間幅で積分させると、図 7 (f) に示すような積分相関量が得られる。従って、このような積分手法を用いると、積分相関量が最大値となるタイミング (点 E) を容易に求めることが可能となる。

【0062】以上のように、本発明の第 1 の実施形態に係る OFDM 復調装置および復調方法によれば、入力される OFDM 信号と予め有する同期シンボル信号との相関量を演算し、その相関量を予め定めた積分区間幅で積分し、この積分相関量に基づいて同期シンボルの検出を行い、シンボル間干渉が最も少なくなるようにフーリエ変換を行うための有効シンボル期間のタイミングを制御する。これにより、第 1 の実施形態に係る OFDM 復調装置および復調方法は、伝送路特性が時々刻々と変化するような場合でも、シンボル間干渉を最も小さくさせて OFDM 信号の復調を行う、すなわち送信データを再生することができる。

【0063】(第 2 の実施形態) 図 8 を参照して、本発明の第 2 の実施形態に係る OFDM 復調装置および復調方法を説明する。図 8 は、本発明の第 2 の実施形態に係る OFDM 復調装置の構成を示すブロック図である。図 8 において、第 2 の実施形態に係る OFDM 復調装置は、A/D 変換器 101 と、直交検波器 102 と、高速フーリエ変換器 103 と、データ復調器 104 と、シンボルタイミング同期器 111 と、第 1 の周波数同期器 207 とを備える。また、第 1 の周波数同期器 207 は、遅延器 201 と、乗算器 202 と、平均化器 203 と、周波数誤差演算器 204 と、ホールド器 205 と、周波数補正器 206 とを有する。

【0064】図 8 に示すように、第 2 の実施形態に係る OFDM 復調装置は、上記第 1 の実施形態に係る OFDM 復調装置に、第 1 の周波数同期器 207 をさらに加えた構成である。この第 1 の周波数同期器 207 は、入力される同期シンボルに基づいて、サブキャリアの周波数ずれを推定して、その補正を行うものである。なお、第 2 の実施形態に係る OFDM 復調装置の他の構成は、上記第 1 の実施形態に係る OFDM 復調装置の構成と同様であるので、当該他の構成については、同一の参照番号を付してその説明を省略する。

【0065】直交検波器 102 において変換された基底周波数帯域の信号は、遅延器 201 および乗算器 202

にそれぞれ入力される。遅延器 201 は、入力される基底周波数帯域の信号を、所定のサンプル数だけ遅延させて出力する。このサンプル数は、同期シンボルの特徴に従って定められる。例えば、同期シンボルにガードインターバルが付加されている場合は、このサンプル数は、有効シンボルのサンプル数とする。乗算器 202 は、直交検波器 102 から出力される基底周波数帯域の信号と、遅延器 201 で遅延された基底周波数帯域の信号の複素共役とを乗算し、これらの信号間の位相差ベクトル (位相回転量) を求める。ここで、上述したように、ガードインターバルは、有効シンボルの信号波形を巡回的に繰り返した信号である。従って、乗算器 202 は、遅延されない信号と、有効シンボルのサンプル数分の遅延された信号とを乗算することで、同じ波形間の位相差ベクトルが演算できることになる。これは、サブキャリアに周波数ずれが存在する場合、伝送シンボル内における前半部分の信号と後半部分の信号とで位相差が生じることを利用したものである。従って、乗算器 202 において演算された位相差ベクトルを判断することで、周波数ずれ (周波数誤差) を推定することができる。

【0066】また、同期シンボルが、シンボル期間内で同一波形が 2 回以上周期的に繰り返されるような信号である場合には、遅延器 201 で所定のサンプル数を当該信号の 1 周期のサンプル数とすることができる。例えば、同期シンボルが、シンボル期間内で同一波形が 2 周期現れるような信号である場合、1 周期が N サンプルであるとすると、遅延器 201 で信号を遅延させるサンプル数を N とすればよい。これにより、乗算器 202 では、同じ波形間の位相差ベクトルを求めることができる。

【0067】平均化器 203 は、乗算器 202 で求められた位相差ベクトルを順次入力し、それらの位相差ベクトルを平均化する。このとき、平均化器 203 は、遅延器 201 で設定されたサンプル数の区間における位相差ベクトルの移動平均を求めればよい。これにより、平均化器 203 において、所定サンプル間の平均位相差ベクトル (平均位相回転量) が求められる。なお、送信装置側において、同期シンボル内に繰り返し現れる信号波形の周期を長くしておけば、OFDM 復調装置において、平均位相差ベクトルを高精度で求めることができる。周波数誤差演算器 204 は、平均化器 203 で求められた平均位相差ベクトルを入力し、平均位相差ベクトルのアークタンジェント ( $\tan^{-1}$ ) を演算することで、周波数誤差信号を求める。周波数誤差演算器 204 で求められた周波数誤差信号は、ホールド器 205 へ出力される。ホールド器 205 は、タイミング判定器 109 から出力される同期シンボルの終了タイミングで、入力される周波数誤差信号をホールドし、ホールドしている周波数誤差信号を周波数補正器 206 へ出力する。このホールド処理により、同期シンボルから求められた周波数誤



差信号を、その同期シンボル以降のデータシンボルの周波数補正に用いることができる。周波数補正器206は、ホールド器205でホールドされた周波数誤差信号に基づいて、直交検波器102において変換された基底周波数帯域の信号の周波数補正を行う。この周波数補正は、基底周波数帯域の信号に周波数誤差に応じた複素正弦波を乗算させることで行うことができる。

【0068】そして、上記のように、同期シンボルを用いて周波数補正が行われた基底周波数帯域の信号は、高速フーリエ変換器103においてフーリエ変換された後、データ復調器104において復調される。これにより、データ復調器104において送信データが再生される。

【0069】以上のように、本発明の第2の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法によれば、上記第1の実施形態で説明した制御に加え、受信した同期シンボルの位相回転量の平均を求め、求めた平均位相回転量から周波数誤差を算出し、入力するOFDM信号の周波数ずれを補正する。これにより、第2の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法は、上記第1の実施形態による効果に加え、シンボル同期に用いたものと同じ同期シンボルを用いて周波数ずれを補正し、この周波数ずれを補正したOFDM信号をシンボルタイミングでフーリエ変換させることにより、復調の精度をさらに向上させることができる。

【0070】(第3の実施形態) 図9および図10を参照して、本発明の第3の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法を説明する。図9は、本発明の第3の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。図9において、第3の実施形態に係るOFDM復調装置は、A/D変換器101と、直交検波器102と、高速フーリエ変換器103と、データ復調器104と、シンボルタイミング同期器111と、第1の周波数同期器207と、第2の周波数同期器310とを備える。第2の周波数同期器310は、遅延器301と、乗算器302と、平均化器303と、周波数誤差演算器304と、ホールド器305と、フィルタ306と、絶対値演算器307と、タイミング判定器308と、周波数補正器309とを有する。

【0071】図9に示すように、第3の実施形態に係るOFDM復調装置は、上記第2の実施形態に係るOFDM復調装置に、第2の周波数同期器310をさらに加えた構成である。この第2の周波数同期器310は、第1の周波数同期器207で用いられた同期シンボルと異なる同期シンボルに基づいて、サブキャリアの周波数ずれを推定して、その補正を行うものである。なお、第3の実施形態に係るOFDM復調装置の他の構成は、上記第1および第2の実施形態に係るOFDM復調装置の構成と同様であるので、当該他の構成については、同一の参照番号を付してその説明を省略する。

【0072】図10に、第3の実施形態に係るOFDM復調装置に入力されるOFDM信号の形態を示す。図10において、同期シンボル1は、シンボルタイミング同期器111および第1の周波数同期器207で使用される同期シンボルである。同期シンボル2は、第2の周波数同期器310で使用される同期シンボルである。同期シンボル2には、シンボル期間内に同じ波形が周期的に繰り返されるような信号が用いられればよい。例えば、同期シンボル2として、他の伝送シンボルと同様に、有効シンボル期間にガードインターバルを付加した伝送シンボルを用いることができる。ここで好ましくは、同期シンボル2におけるシンボル期間内の同じ波形の繰り返し周期を、同期シンボル1におけるシンボル期間内の同じ波形の繰り返し周期よりも短くさせる。

【0073】第3の実施形態に係るOFDM復調装置では、このようなOFDM信号を入力して、まず同期シンボル2を用いて周波数同期を行い、その後同期シンボル1を用いてシンボルタイミング同期および周波数同期を行うことで、同期シンボル1の検出精度をさらに向上させることを可能としている。以下、第2の周波数同期器310の各構成の動作を詳細に説明する。

【0074】直交検波器102において変換された基底周波数帯域の信号は、遅延器301および乗算器302にそれぞれ入力される。遅延器301は、入力される基底周波数帯域の信号を、所定のサンプル数だけ遅延させて出力する。このサンプル数は、同期シンボル2の特徴に従って定められる。例えば、同期シンボル2にガードインターバルが付加されている場合は、このサンプル数は、有効シンボルのサンプル数とする。乗算器302は、直交検波器102から出力される基底周波数帯域の信号と、遅延器301で遅延された基底周波数帯域の信号の複素共役とを乗算し、これらの信号間の位相差ベクトル(位相回転量)を求める。ここで、上述したように、ガードインターバルは、有効シンボルの信号波形を巡回的に繰り返した信号である。従って、上述した乗算器202と同様に、乗算器302は、遅延されない信号と、有効シンボルのサンプル数分が遅延された信号とを乗算することで、同じ波形間の位相差ベクトルが演算できることになる。従って、乗算器302において演算された位相差ベクトルを判断することで、周波数ずれ(周波数誤差)を推定することができる。

【0075】なお、同期シンボル2が、シンボル期間内で同一波形が2回以上周期的に繰り返されるような信号である場合には、上述したように、遅延器301での所定のサンプル数を当該信号の1周期のサンプル数とすることができる。これにより、乗算器302では、同じ波形間の位相差ベクトルを求めることができる。なお、送信装置側において、同期シンボル2におけるシンボル期間内の同じ波形の繰り返し周期を、同期シンボル1におけるシンボル期間内の同じ波形の繰り返し周期よりも短



27

くさせておけば、OFDM復調装置において、遅延器301でのサンプル数を少なくさせることができ、より早く周波数誤差の推定を行うことが可能となる。さらに、同期シンボル1と同期シンボル2とを同じ波形の信号としてもよい。この場合、第1の周波数同期器207における遅延器201の遅延量を伝送シンボルのサンプル数とすると、より多くのサンプル数で位相差ベクトルが求められるので、周波数誤差推定の精度をさらに向上させることができる。

【0076】平均化器303は、乗算器302で求められた位相差ベクトルを順次入力し、それらの位相差ベクトルを平均化する。このとき、平均化器303は、遅延器301で設定されたサンプル数の区間における位相差ベクトルの移動平均を求めればよい。これにより、平均化器303において、所定サンプル間の平均位相差ベクトル（平均位相回転量）が求められる。周波数誤差演算器304は、平均化器303で求められた平均位相差ベクトルを入力し、平均位相差ベクトルのアークタンジェント（ $\tan^{-1}$ ）を演算することで、周波数誤差信号を求める。周波数誤差演算器304で求められた周波数誤差信号は、ホールド器305へ出力される。

【0077】一方、フィルタ306は、乗算器302で求められた位相差ベクトルを順次入力し、位相差ベクトルを平滑化させる。絶対値演算器307は、フィルタ306で平滑化された位相差ベクトルを入力し、その位相差ベクトルの大きさを求める。タイミング判定器308は、絶対値演算器307で求められた位相差ベクトルの大きさを入力し、大きさに基づいて同期シンボル2の終了タイミングを判定する。ここで、位相差ベクトルの大きさは、同期シンボル2の期間では一定になるが、他のシンボル期間ではランダムに変動する。そこで、タイミング判定器308では、所定期間の位相差ベクトルの大きさが一定値であるか否かを検出し、位相差ベクトルの大きさが変化を始めるタイミングを、同期シンボル2の終了タイミングとして判定する。この判定は、例えば、現サンプルの位相差ベクトルの大きさと、1つ前のサンプルの位相差ベクトルの大きさととの差分を求め、その差分が所定の閾値を超えたか否かを検出することで実現できる。あるいは、この判定は、位相差ベクトルの大きさが一定値になったことを検出してその値を保持しておき、位相差ベクトルの大きさがこの保持している値の所定の割合（例えば、80%）以下に変化した時点を検出することで実現できる。

【0078】ホールド器305は、タイミング判定器308から出力される同期シンボル2の終了タイミングで、入力される周波数誤差信号をホールドし、ホールドしている周波数誤差信号を周波数補正器309へ出力する。このホールド処理により、同期シンボル2から求められた周波数誤差信号を、その同期シンボル2以降の同期シンボル1およびデータシンボルの周波数補正に用い

28

ることができる。周波数補正器309は、ホールド器305でホールドされた周波数誤差信号に基づいて、直交検波器102において変換された基底周波数帯域の信号の周波数補正を行う。この周波数補正は、基底周波数帯域の信号に周波数誤差に応じた複素正弦波を乗算させることで行うことができる。

【0079】上記のように、第2の周波数同期器310において同期シンボル2を用いて周波数補正が行われた基底周波数帯域の信号は、シンボルタイミング同期器111および第1の周波数同期器207に入力される。そして、シンボルタイミング同期器111は、同期シンボル2に基づいて周波数補正された各データシンボルを用いて、シンボル同期を行う。また、第1の周波数同期器207は、同期シンボル2に基づいて周波数補正された同期シンボル1を用いて、さらに周波数補正を行う。そして、同期シンボル1を用いて周波数補正が行われた基底周波数帯域の信号は、高速フーリエ変換器103においてフーリエ変換された後、データ復調器104において復調される。これにより、データ復調器104において送信データが再生される。

【0080】以上のように、本発明の第3の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法によれば、上記第1および第2の実施形態で説明した制御に加え、OFDM信号と同期シンボル信号との相関を演算する前に、第2の周波数同期器310において周波数ずれを補正する。これにより、第3の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法は、上記第1および第2の実施形態による効果に加え、同期シンボル2を用いて周波数補正を行った信号で、シンボル同期および周波数補正を行うので、同期シンボル1の検出精度をさらに向上させることができる。また、同期シンボル2として、同一波形の繰り返し周期が短い信号を用いることで、より高速に周波数補正を行うことができる。

【0081】（第4の実施形態）図11～図13を参照して、本発明の第4の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法を説明する。図11は、本発明の第4の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。図11において、第4の実施形態に係るOFDM復調装置は、A/D変換器101と、直交検波器102と、高速フーリエ変換器103と、データ復調器104と、シンボルタイミング同期器111と、等化器801と、伝送路推定器802と、基準シンボル発生器803と、パイロットキャリア（PC）抽出器804と、位相変化演算器805と、窓ずれ推定器806とを備える。

【0082】図11に示すように、第4の実施形態に係るOFDM復調装置は、上記第1の実施形態に係るOFDM復調装置に、等化器801、伝送路推定器802、基準シンボル発生器803、PC抽出器804、位相変化演算器805および窓ずれ推定器806をさらに加え

た構成である。なお、第4の実施形態に係るOFDM復調装置の他の構成は、上記第1の実施形態に係るOFDM復調装置の構成と同様であるので、当該他の構成については、同一の参照番号を付してその説明を省略する。

【0083】図12に、第4の実施形態に係るOFDM復調装置に入力されるOFDM信号の形態を示す。図12において、同期シンボルは、シンボルタイミング同期器111および第1の周波数同期器207で使用される同期シンボルである。この同期シンボルを用いて検出されたシンボルタイミングによって、同期シンボル以降のシンボルの復調が行われる。基準シンボルは、既知のシンボルである。この基準シンボルを用いて伝送路情報の推定が行われ、その推定に基づいて基準シンボル以降のシンボルの等化が行われる。なお、基準シンボルは、既知のシンボルであればよいので、同期シンボルを基準シンボルとして兼用してもよい。以下、等化器801、伝送路推定器802、基準シンボル発生器803、PC抽出器804、位相変化演算器805および窓ずれ推定器806の動作を詳細に説明する。

【0084】FFT窓発生器110は、同期シンボルを用いて検出されたシンボルタイミング信号に基づいて、高速フーリエ変換器103を動作させるタイミングを与えるFFT窓信号を発生する。高速フーリエ変換器103は、与えられるFFT窓信号に基づいて、入力される基底周波数帯域の信号を有効シンボル期間でフーリエ変換することで、周波数領域の信号に変換する。周波数領域の信号に変換された各シンボルは、等化器801および伝送路推定器802に入力される。基準シンボル発生器803は、既知である基準シンボルの周波数領域の信号 $X_{ref}(k)$ を発生する。基準シンボル発生器803は、例えば、メモリ回路で実現できる。すなわち、メモリ回路に、送信装置側において伝送フレームに挿入された基準シンボルの信号波形と同一パターンの信号を予め保持しておき、信号 $X_{ref}(k)$ の発生は、保持している信号を読み出すことで実現できる。

【0085】伝送路推定器802は、基準シンボルの信号に基づいて、以下に示す手法によって、伝送路のインパルス応答である伝送路情報の推定を行う。送信装置側から送信されてくる送信信号を $x(t)$ 、受信装置が受信する受信信号を $r(t)$ 、送信装置と受信装置との間の伝送路特性を $h(t)$ とすると、これらの信号には次のような関係がある。

$$R(k) = H(k) \times X(k)$$

ただし、 $R(k)$ 、 $H(k)$ および $X(k)$ は、それぞれ $r(t)$ 、 $h(t)$ および $x(t)$ をフーリエ変換した値である。よって、伝送路特性 $H(k)$ の推定は、送信信号 $X(k)$ が既知であれば、次の式によって行うことができる。

$$H(k) = R(k) / X(k)$$

そこで、伝送路推定器802は、受信信号の基準シンボ

ルの信号 $R_{ref}(k)$ を、基準シンボル発生器803で発生される信号 $X_{ref}(k)$ で除算することで、伝送路特性 $H(k)$ を推定することを行う。

【0086】今、送信装置側から送信されてくるデータシンボルの送信信号を $X_{data}(k)$ 、OFDM復調装置が受信するデータシンボルの受信信号を $R_{data}(k)$ 、送信装置とOFDM復調装置との間の伝送路特性を $H'(k)$ とすると、これらの信号は、上記と同様に次のような関係となる。

$$R_{data}(k) = H'(k) \times X_{data}(k)$$

ここで、基準シンボルから推定された伝送路特性 $H(k)$ がデータシンボルの伝送路特性 $H'(k)$ とほぼ等しいとすれば、データシンボルの受信信号 $R_{data}(k)$ を伝送路特性 $H(k)$ で除算することで、データシンボルの送信信号 $X_{data}(k)$ を再生することができることになる。よって、等化器801は、伝送路推定器802で推定された伝送路特性 $H(k)$ で、データシンボルの受信信号 $R_{data}(k)$ を除算することで、OFDM信号の等化を行う。

【0087】ところで、送受信装置間でサンプリング周波数にずれが生じると、シンボルタイミングにずれが生じる。このことを、図13を参照して説明する。図13において、伝送シンボルは、サンプル数 $L$ のガードインターバルとサンプル数 $M$ の有効シンボル期間とからなり、伝送フレームは、複数の当該伝送シンボルで構成されている。受信装置側は、同期シンボルを検出して、各伝送シンボルの有効シンボル期間を示すFFT窓信号を発生させる。このとき、ガードインターバルのサンプル数 $L$ および有効シンボル期間のサンプル数 $M$ は、既知である。従って、受信側は、同期シンボルの検出タイミングを先頭として、 $L$ サンプル期間は $Low$ レベル、その後 $M$ サンプル期間は $High$ レベルとなる波形を繰り返すFFT窓信号を発生させる。ここで、サンプリング周波数が送受信装置間でずれていると、送信装置側での1サンプルの時間幅 $T$ と受信装置側の1サンプルの時間幅 $T'$ とに差が生じる。よって、サンプル数が同じ $M$ 個であっても、 $M$ サンプルの時間幅は、送信装置側では $(M \times T)$ 、受信装置側では $(M \times T')$ となり、双方の時間幅がずれる。このため、受信信号の有効シンボル期間と、FFT窓信号が $High$ レベルである期間とにずれが生じる。このずれは、伝送フレームの後方のデータシンボルになるほど、蓄積されて大きくなる。

【0088】このように、FFT窓信号のタイミングがずれてしまうと、周波数領域に変換された信号は、シンボル内で位相回転を生じる。このとき、受信信号 $R(k)$ は、次のように表せる。

$$R(k) = H(k) \times X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

ただし、 $N$ はFFTポイント数(有効シンボル期間のサンプル数)、 $k$ はサブキャリア周波数、 $\Delta t$ はFFT窓

31

信号のタイミングずれを表す。よって、受信信号  $R(k)$  を基準シンボルによって推定された伝送路特性  $H(k)$  で除算して、受信信号  $R(k)$  の等化を行っても、上記式において、FFT窓信号のタイミングずれ  $\Delta t$  による位相回転の項は残ってしまう。等化された後の受信信号を  $R'(k)$  とすると、次の式ようになる。  

$$R'(k) = X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

【0089】そこで、送信装置において、伝送シンボル内の複数の所定サブキャリアに、基準位相となる既知のパイロットキャリアを予め割り当てさせておく。送信信号  $X(k)$  の内、この複数の所定サブキャリア  $k$  ( $k = k_0, k_1, \dots, k_n$ ) は、既知であるとする。パイロットキャリアは、例えば、一定周波数間隔のサブキャリア  $k$  に割り当てられる。または、パイロットキャリアは、所定の不等間隔のサブキャリア  $k$  に割り当てられてもよい。このとき、所定の不等間隔は、PN系列によって規定されてもよい。送信されるパイロットキャリア  $X(k)$  が既知であるので、受信されるパイロットキャリア  $R'(k)$  との位相差  $\Phi(k)$  は、次のように求められる。

$$\Phi(k) = -2\pi \times k \times \Delta t / N$$

従って、このサブキャリア  $k$  に対する位相差  $\Phi$  の変化を求めれば、FFT窓信号のタイミングずれ  $\Delta t$  を推定することができる。

【0090】よって、PC抽出器804は、等化器801で等化された受信信号から、パイロットキャリアを取り出す。取り出されたパイロットキャリアは、位相変化演算器805へ出力される。位相変化演算器805は、パイロットキャリアの位相を求め、サブキャリア  $k$  に対する位相変化量を求める。この求められた位相変化量は、窓ずれ推定器806へ出力される。窓ずれ推定器806は、伝送シンボル内のサブキャリア  $k$  に対する位相変化量に基づいて、FFT窓信号のタイミングずれ  $\Delta t$  を推定する。この推定されたタイミングずれ  $\Delta t$  は、FFT窓発生器110へ出力される。FFT窓発生器110は、このタイミングずれ  $\Delta t$  に基づいて、FFT窓信号の発生タイミングを調節する。

【0091】以上のように、本発明の第4の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法によれば、上記第1の実施形態で説明した制御に加え、受信した基準シンボルから伝送路の推定を行い、OFDM信号の等化を行う。さらに、等化された後の信号からパイロットキャリアを抽出し、パイロットキャリアの位相変化に基づいてフーリエ変換時のFFT窓信号のタイミングずれを推定し、そのずれを補正する。これにより、第4の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法は、上記第1の実施形態による効果に加え、サンプリング周波数にずれが存在する場合でも、シンボル同期が取れた状態でシンボルの復調を行うことができる。

32

【0092】(第5の実施形態) また、FFT窓信号のタイミングずれ  $\Delta t$  による影響が、次の第5の実施形態のように補正されるようにしてもよい。以下、図14を参照して、本発明の第5の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法を説明する。図14は、本発明の第5の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。図14において、第5の実施形態に係るOFDM復調装置は、上記第4の実施形態に係るOFDM復調装置に、伝送路情報補正器901および位相ずれ推定器902をさらに加えた構成である。

【0093】位相変化演算器805は、上記第4の実施形態と同様に、サブキャリア  $k$  に対する位相差  $\Phi(k)$  を次のように求める。

$$\Phi(k) = -2\pi \times k \times \Delta t / N$$

位相ずれ推定器902は、この位相差  $\Phi(k)$  を用いて下記の演算を行って、位相ずれ  $P(k)$  を推定する。

$$P(k) = \exp(\Phi(k)) = \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

伝送路情報補正器901は、この位相ずれ  $P(k)$  と上記推定された伝送路情報  $H(k)$  とを乗算して、補正された伝送路情報  $H_p(k)$  を求める。

$$H_p(k) = H(k) \times P(k)$$

等化器801は、受信信号  $R(k)$  をこの補正された伝送路情報  $H_p(k)$  で除算することで、受信信号  $R(k)$  の等化 ( $= R'(k)$ ) を行う。

$$R(k) = H(k) \times X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

$$R'(k) = R(k) / H_p(k) = X(k)$$

【0094】このように、推定されたタイミングずれ  $\Delta t$  による位相ずれ  $P(k)$  で伝送路情報  $H(k)$  が補正され、その補正された伝送路情報  $H_p(k)$  を用いて、受信信号  $R(k)$  の等化が行われるようにしてもよい。さらに、推定されたタイミングずれ  $\Delta t$  が、サンプリング周期に近いずれになった場合には、次のような動作をさせてもよい。FFT窓発生器110でFFT窓信号の発生タイミングを調整させるようにし、タイミングずれ  $\Delta t$  がサンプリング周期よりも小さい場合は、伝送路情報補正器901で伝送路情報の補正動作をさせることで、タイミングずれ  $\Delta t$  による位相回転を補正するようにしてもよい。また、FFT窓発生器110でFFT窓信号の発生タイミングを調整させた場合には、窓ずれ推定器806が、その調整のタイミングに基づいて伝送路情報補正器901を動作させ、伝送路情報補正器901でFFT窓信号のタイミングを変化させたときに起こる位相回転を補正させるようにしてもよい。以上説明したように、等化器801において等化された受信信号  $R'(k)$  を、データ復調器104で復調させることにより、復調の精度を向上させることができる。

【0095】(第6の実施形態) また、FFT窓信号のタイミングずれ  $\Delta t$  による影響が、次の第6の実施形態

のように補正されるようにしてもよい。以下、図15を参照して、本発明の第6の実施形態に係るOFDM復調装置および復調方法を説明する。図15は、本発明の第6の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。図15において、第6の実施形態に係るOFDM復調装置は、上記第4の実施形態に係るOFDM復調装置に、位相ずれ推定器902および位相補正器903をさらに加えた構成である。

【0096】位相変化演算器805は、上記第4の実施形態と同様に、サブキャリア $k$ に対する位相差 $\Phi(k) \cdot 10$

$$R(k) = H(k) \times X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

$$R'(k) = R(k) / H(k)$$

$$= X(k) \times \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

位相補正器903は、等化器801から出力される等化された受信信号 $R'(k)$ を、位相ずれ $P(k)$ の位相分だけ逆回転させることで位相を補正する。位相を逆回転させるには、位相ずれ $P(k)$ の複素共役を受信信号 $R'(k)$ に乗算すればよい。

$$R''(k) = R'(k) \times \exp(j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N) = X(k)$$

【0097】以上説明したように、等化器801において等化され、かつ位相補正器903において位相補正された受信信号 $R''(k)$ を、データ復調器104で復調させることにより、復調の精度を向上させることができる。

【0098】なお、上記第4～第6の実施形態では、等化器801、伝送路推定器802、基準シンボル発生器803、PC抽出器804、位相変化演算器805、窓ずれ推定器806、伝送路情報補正器901、位相ずれ推定器902および位相補正器903の各構成を、上記第1の実施形態に係るOFDM復調装置に加えた構成を説明したが、これらの各構成は、上記第2および第3の実施形態に係るOFDM復調装置に加えることももちろん可能である。

【0099】また、上記第1～第6の実施形態に係るOFDM復調装置で行われる各演算処理は、例えば、デジタルシグナルプロセッサ(DSP)などを用いることで実現させることができる。さらに、これらの演算処理は、その演算処理ステップを実行させるためのコンピュータプログラムとして記録媒体に記録して、そのプログラムを実行させることで実現させることもできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【図2】相関器105の詳細な構成の一例を示すブロック図である。

【図3】積分器108の動作を説明する図である。

【図4】インパルス応答推定器112の動作の一例を説明する図である。

【図5】インパルス応答推定器112の動作の一例を説

\*を次のように求める。

$$\Phi(k) = -2\pi \times k \times \Delta t / N$$

位相ずれ推定器902は、この位相差 $\Phi(k)$ を用いて下記の演算を行って、位相ずれ $P(k)$ を推定する。

$$P(k) = \exp(\Phi(k)) = \exp(-j \times 2\pi \times k \times \Delta t / N)$$

等化器801は、受信信号 $R(k)$ を伝送路情報 $H(k)$ で除算することで、受信信号 $R(k)$ の等化( $=R'(k)$ )を行う。

明する図である。

【図6】インパルス応答推定器112の動作の一例を説明する図である。

【図7】インパルス応答推定器112の動作の一例を説明する図である。

【図8】本発明の第2の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【図9】本発明の第3の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【図10】本発明の第3の実施形態で使用されるOFDM信号を説明する図である。

【図11】本発明の第4の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【図12】本発明の第4の実施形態で使用されるOFDM信号を説明する図である。

【図13】サンプリング周波数ずれの発生に伴うFFT窓信号のタイミングずれを説明する図である。

【図14】本発明の第5の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【図15】本発明の第6の実施形態に係るOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【図16】OFDM伝送に用いられる伝送フレームの構成を説明する図である。

【図17】マルチパスが発生した場合に受信装置で受信される信号を説明する図である。

【符号の説明】

101…A/D変換器

102…直交検波器

103, 703…高速フーリエ変換器

104…データ復調器

105…相関器

106…同期シンボル発生器

107…相関量演算器

108…積分器

109, 308…タイミング判定器

110…FFT窓発生器

111…シンボルタイミング同期器

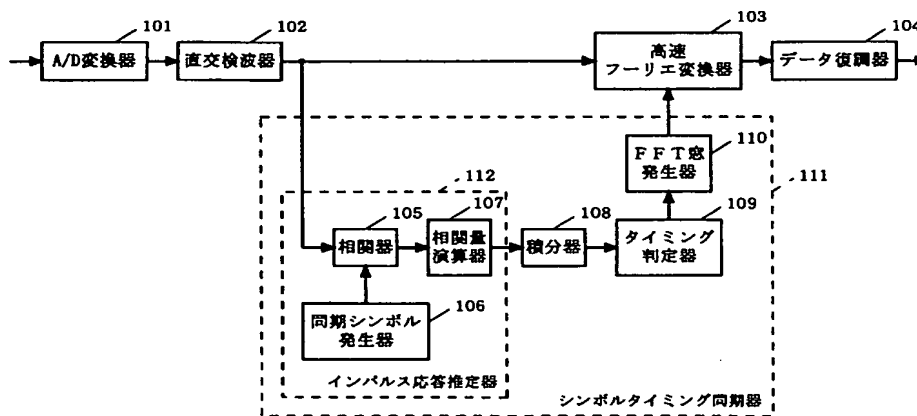
35

112…インパルス応答推定器  
 201, 301…遅延器  
 202, 701, 302…乗算器  
 203, 303…平均化器  
 204, 304…周波数誤差演算器  
 205, 305…ホールド器  
 206, 309…周波数補正器  
 207…第1の周波数同期器  
 306…フィルタ  
 307…絶対値演算器  
 310…第2の周波数同期器

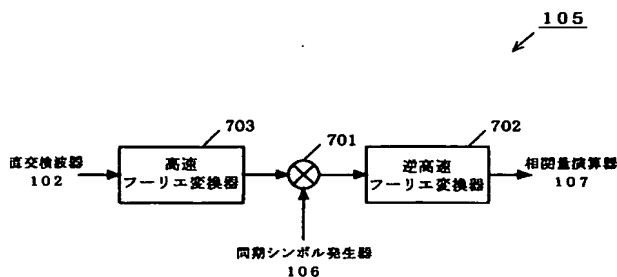
36

702…逆高速フーリエ変換器  
 801…等化器  
 802…伝送路推定器  
 803…基準シンボル発生器  
 804…パイロットキャリア抽出器  
 805…位相変化演算器  
 806…窓ずれ推定器  
 901…伝送路情報補正器  
 902…位相ずれ推定器  
 10 903…位相補正器

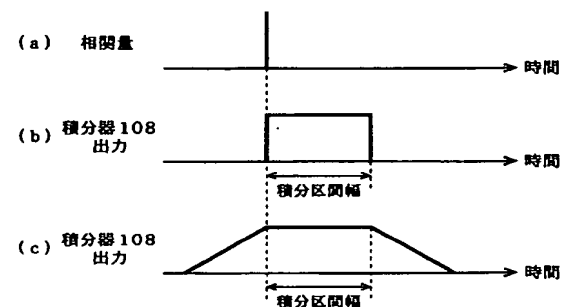
【図1】



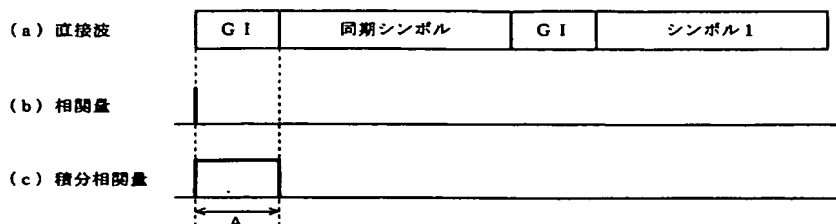
【図2】



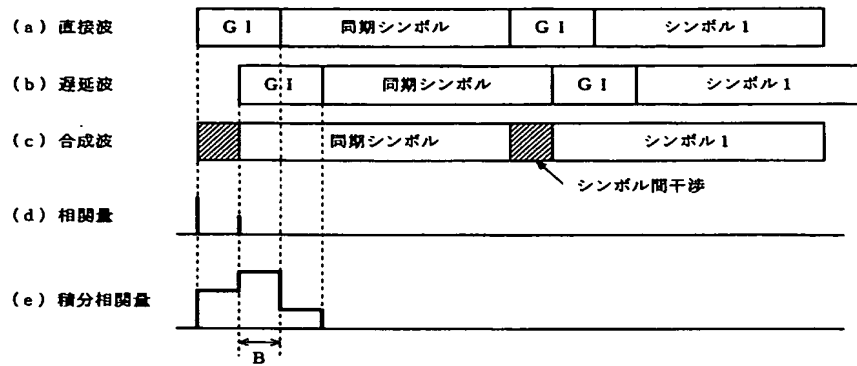
【図3】



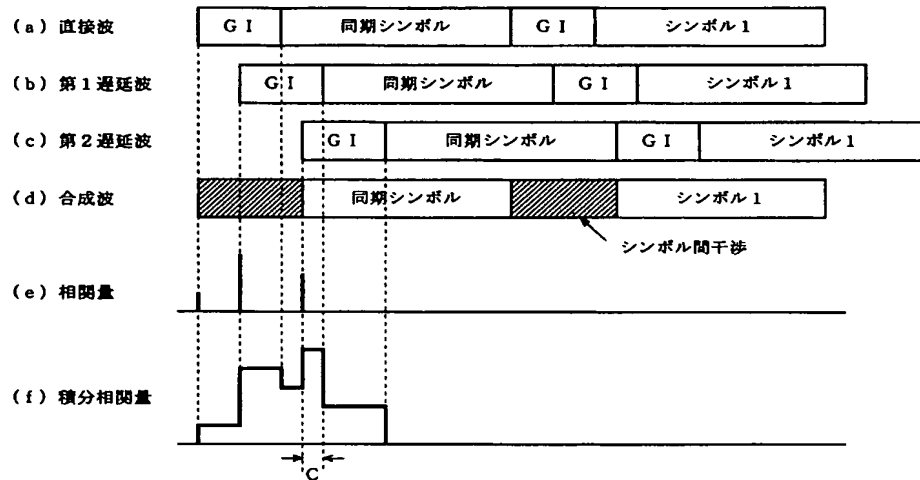
【図4】



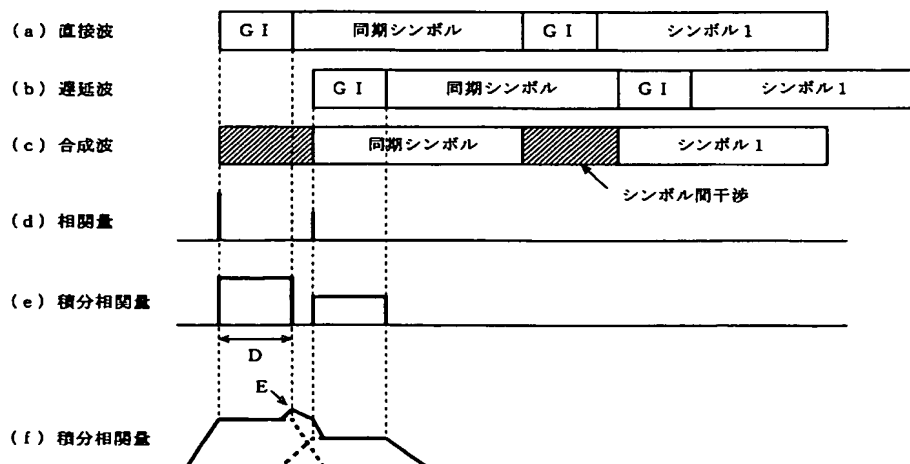
【図5】



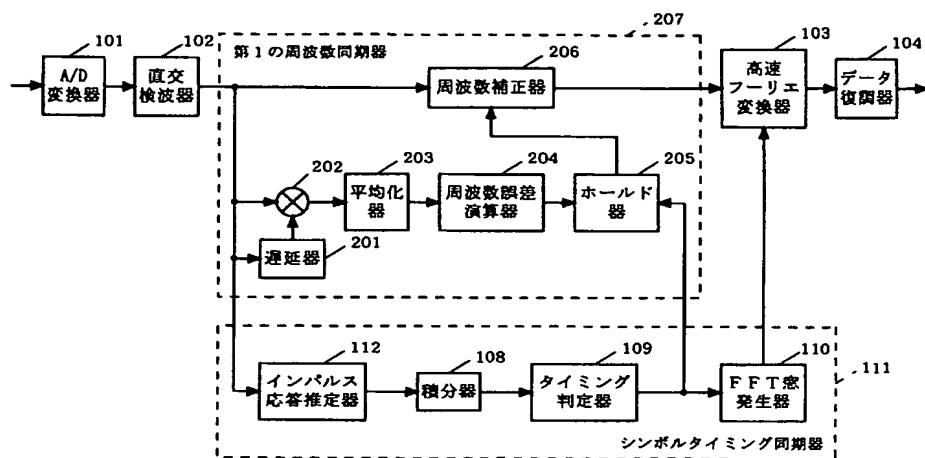
【図6】



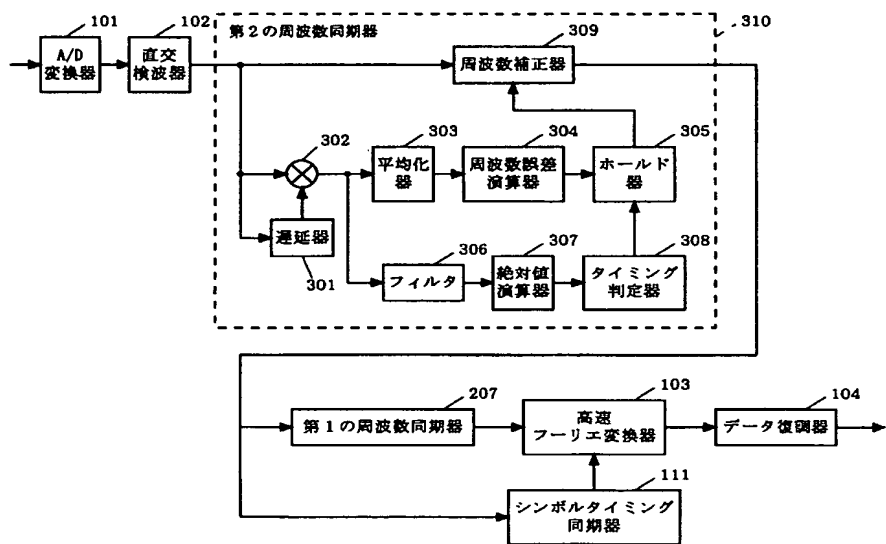
【図7】



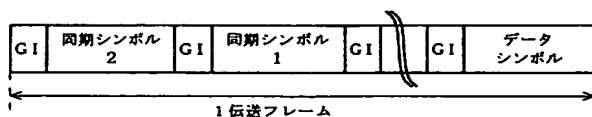
【図8】



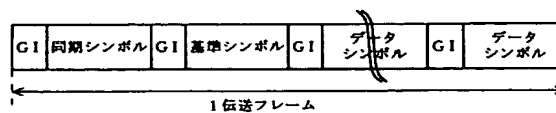
【図9】



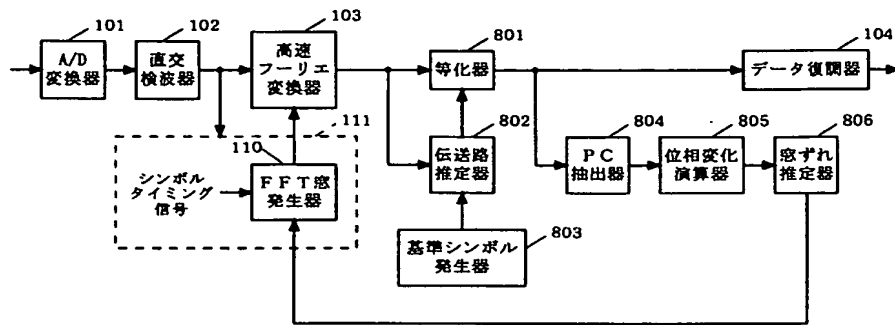
【図10】



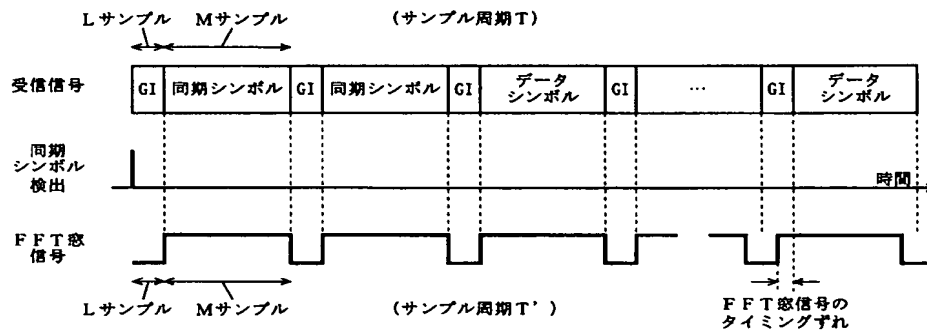
【図12】



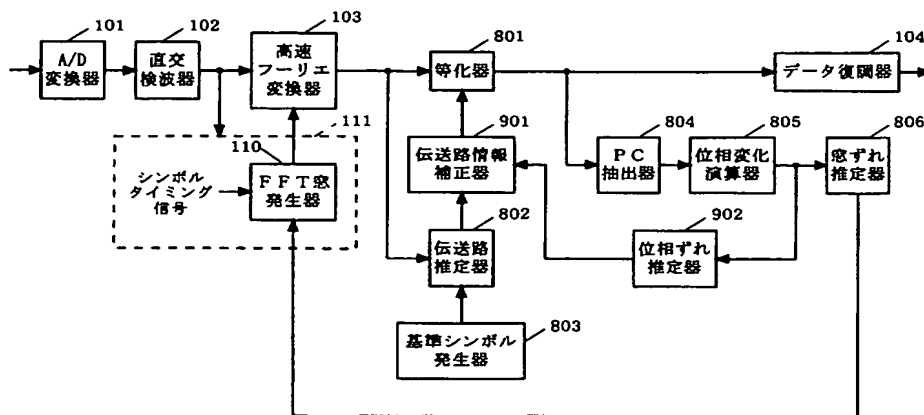
【図11】



【図13】

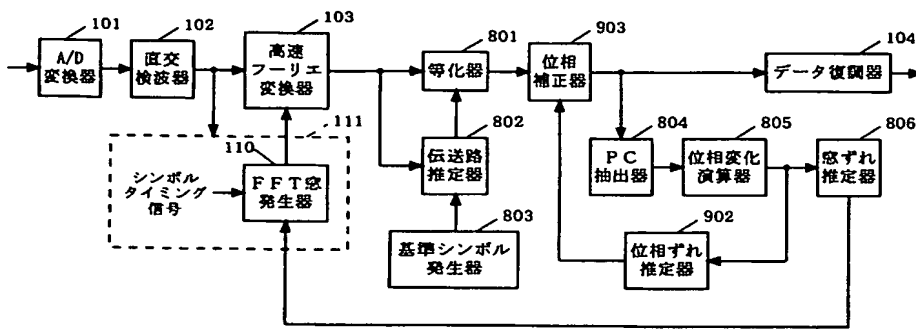


【図14】

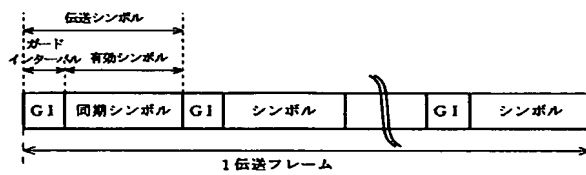




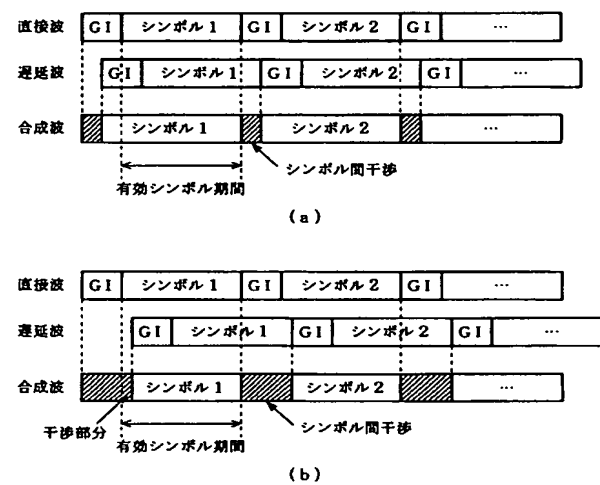
【図15】



【図16】



【図17】



フロントページの続き

(72)発明者 田中 宏一郎  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内  
(72)発明者 中原 秀樹  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72)発明者 原田 泰男  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内  
(72)発明者 細川 修也  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD18 DD19 DD33  
DD42 DD43 DD44  
5K047 AA01 AA13 CC08 HH15 MM12  
MM33 MM35 MM36 MM38